

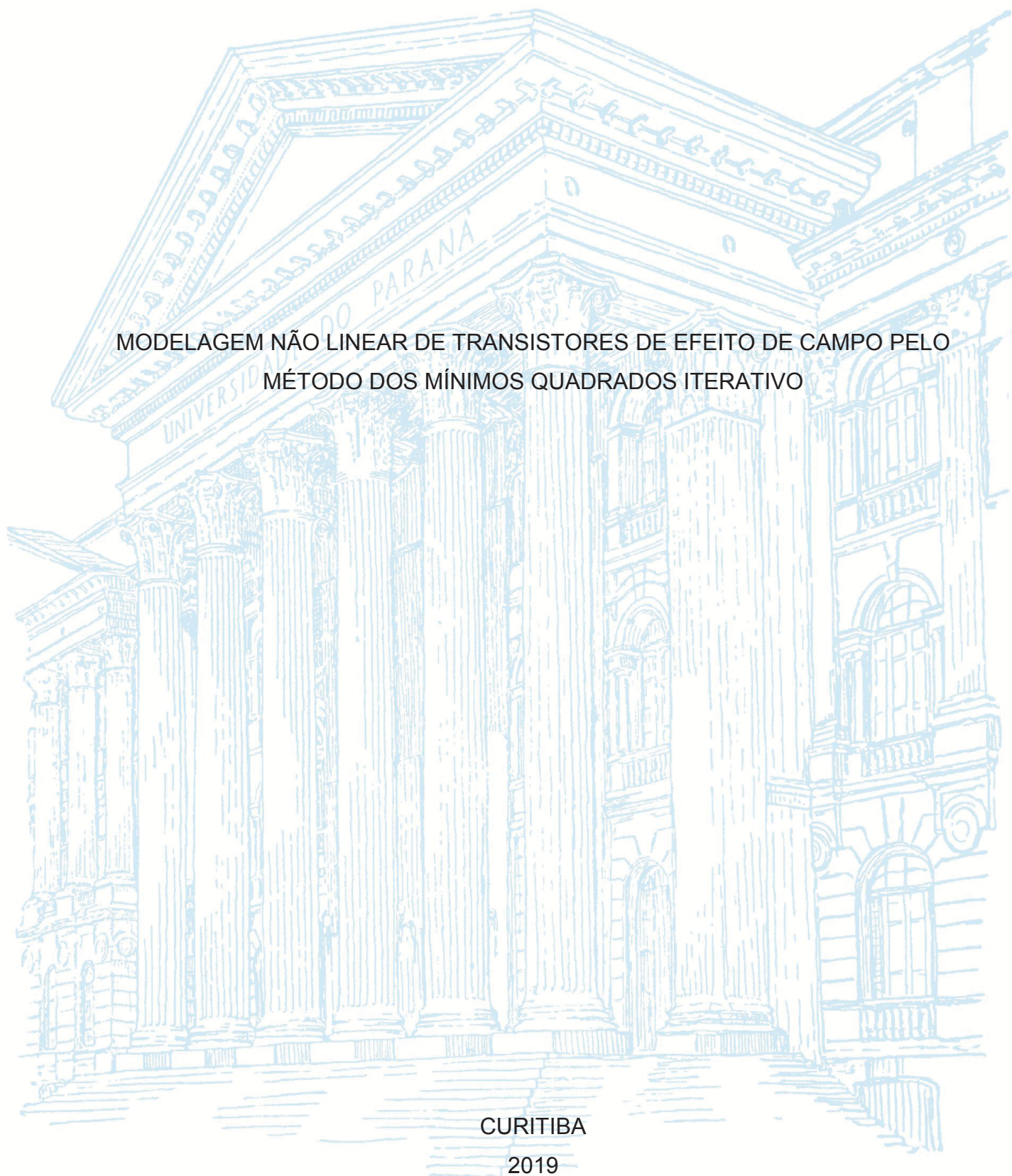
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ

MARCELO FRANCISCO DE OLIVEIRA

MODELAGEM NÃO LINEAR DE TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO PELO
MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS ITERATIVO

CURITIBA

2019



MARCELO FRANCISCO DE OLIVEIRA

MODELAGEM NÃO LINEAR DE TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO PELO
MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS ITERATIVO

Dissertação apresentada ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Setor de Tecnologia, Universidade Federal do Paraná, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior

CURITIBA

2019

Catálogo na Fonte: Sistema de Bibliotecas, UFPR
Biblioteca de Ciência e Tecnologia

- O48m Oliveira, Marcelo Francisco de
 Modelagem não linear de transistores de efeito de campo pelo
 método dos mínimos quadrados iterativo [recurso eletrônico] /
 Marcelo Francisco de Oliveira – Curitiba, 2019.
- Dissertação - Universidade Federal do Paraná, Setor de
 Tecnologia, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica.
 Orientador: Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior
1. Transistores. 2. Modelagem não linear. 3. Mínimos quadrados.
 I. Universidade Federal do Paraná. II. Artuzi Junior, Wilson
 Arnaldo. III. Título.

CDD: 621.31



MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO
SETOR DE TECNOLOGIA
UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO ENGENHARIA
ELÉTRICA - 40001016043P4

TERMO DE APROVAÇÃO

Os membros da Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em ENGENHARIA ELÉTRICA da Universidade Federal do Paraná foram convocados para realizar a arguição da Dissertação de Mestrado de **MARCELO FRANCISCO DE OLIVEIRA** intitulada: **MODELAGEM NÃO LINEAR DE TRANSISTORES DE EFEITO DE CAMPO PELO MÉTODO DOS MÍNIMOS QUADRADOS ITERATIVO**, sob orientação do Prof. Dr. WILSON ARNALDO ARTUZI JUNIOR, que após após terem inquirido o aluno e realizado a avaliação do trabalho, são de parecer pela sua APROVAÇÃO no rito de defesa.

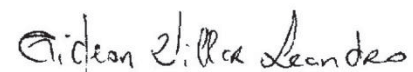
A outorga do título de mestre está sujeita à homologação pelo colegiado, ao atendimento de todas as indicações e correções solicitadas pela banca e ao pleno atendimento das demandas regimentais do Programa de Pós-Graduação.

CURITIBA, 26 de Agosto de 2019.


WILSON ARNALDO ARTUZI JUNIOR

Presidente da Banca Examinadora (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)


SOLIVAN ARANTES VALENTE
Avaliador Externo (UNIVERSIDADE POSITIVO)


GIDEON VILLAR LEANDRO
Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)


EDUARDO GONÇALVES DE LIMA
Avaliador Interno (UNIVERSIDADE FEDERAL DO PARANÁ)

Dedico este trabalho primeiramente a Deus e também aos meus pais Luiz e Helena, pois foi unicamente com a ajuda deles que consegui chegar até aqui.

AGRADECIMENTOS

A Deus, pois foi Ele quem deu a força e sabedoria necessária para eu chegar até aqui.

Ao meu orientador Prof. Dr. Wilson Arnaldo Artuzi Junior por toda a ajuda prestada e pela motivação de ajudar-me a realizar este trabalho.

”E conhecereis a verdade e a verdade vos libertará”

João 8:32

RESUMO

Essa dissertação propõe a modelagem não linear de transistores de efeito de campo de radiofrequência e a análise não linear quando o mesmo opera como amplificador. Na metodologia utilizada neste trabalho, inicialmente é realizada a extração dos parâmetros do modelo de pequenos sinais através da técnica dos mínimos quadrados iterativo, utilizando para isso os dados dos parâmetros de espalhamento (ou parâmetros S) para todos os pontos de polarização fornecidos pelos fabricantes dos transistores. Com os parâmetros extraídos, é realizada a modelagem dos elementos intrínsecos (I_{ds} , C_{gs} , C_{ds} e C_{gd}) do modelo através de equações pré determinadas. A extração e a modelagem dos parâmetros do circuito equivalente do transistor são realizadas através do *software* Matlab. A análise não linear do comportamento do transistor é feita através da simulação do circuito equivalente de grandes sinais do transistor através do *software* Qucs, no qual é realizada a análise das potências de entrada e saída e feita a comparação com os dados fornecidos pelo *datasheet* para validação.

Palavras-chave: Modelagem não linear. FET. Método dos mínimos quadrados. Circuito equivalente de pequenos sinais.

ABSTRACT

This dissertation proposes the nonlinear modeling of radiofrequency field effect transistors and the nonlinear analysis when it operates as an amplifier. In the methodology used in this work, the extraction of small signal model parameters is performed through the iterative least squares technique, using the scattering parameter data (or S parameters) for all polarization points provided by the transistor manufacturers. With the extracted parameters, the modeling of the intrinsic elements (I_{ds} , C_{gs} , C_{ds} e C_{gd}) of the model is performed through predetermined equations. Extraction and modeling of the transistor equivalent circuit parameters is performed using Matlab software. The nonlinear analysis of the transistor behavior is made by simulating the large signals equivalent circuit through the Qucs software, where the input and output power analysis is performed and compared with the data provided by the datasheet for validation.

Keywords: Nonlinear Modeling. FET. Least-squares method. Small Signal Equivalent Circuit.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1.1 – Classificação de modelos	20
FIGURA 2.1 – Estrutura idealizada para o MEFSET E HEMT	24
FIGURA 2.2 – Modelo SSEC do MESFET e HEMT	25
FIGURA 2.3 – Elementos intrínsecos com topologia em π	26
FIGURA 2.4 – Elementos extrínsecos com topologia em T	28
FIGURA 2.5 – Elementos paralelos com topologia em π	29
FIGURA 2.6 – Fluxograma do processo de extração de parâmetros do modelo de SSEC	31
FIGURA 2.7 – Janela de frequência do filtro de Kaiser para peso 5	39
FIGURA 2.8 – Janela de frequência do filtro de Kaiser para peso 10	39
FIGURA 2.9 – Janela de frequência do filtro de Kaiser para peso 20	40
FIGURA 2.10 – Fluxograma do processo de extração do algoritmo	42
FIGURA 2.11 – Comparação entre parâmetros S calculados e de referência para o transistor CGH40010 no ponto de polarização $I_{ds}=100\text{mA}$ e $V_{ds}= 28\text{V}$	44
FIGURA 2.12 – Comparação entre parâmetros S calculados e de referência para o transistor CRF24010 no ponto de polarização $I_{ds}=250\text{mA}$ e $V_{ds}= 48\text{V}$	45
FIGURA 2.13 – Comparação entre parâmetros S calculados e de referência para o transistor FHX04LG no ponto de polarização $I_{ds}=10\text{mA}$ e $V_{ds}= 2\text{V}$	46
FIGURA 2.14 – Comparação entre parâmetros S calculados e de referência para o transistor NE76038 no ponto de polarização $I_{ds}=250\text{mA}$ e $V_{ds}= 48\text{V}$	47
FIGURA 3.1 – Modelo do circuito equivalente de grandes sinais do FET	51
FIGURA 3.2 – Exemplo da curva f_dV_{ds} com as suas características de ajuste. Um aumento de γ move o “joelho” da curva e aumento de λ inclina a curva de saturação da corrente	54
FIGURA 3.3 – Modelagem de C_{gs} em função de v_{gs} e percentual de erro	57
FIGURA 3.4 – Modelagem de C_{ds} em função de v_{ds} e percentual de erro	57
FIGURA 3.5 – Modelagem de C_{gd} em função de v_{gd} e percentual de erro	57
FIGURA 3.6 – Modelagem de C_m em função G_m e percentual de erro	58

FIGURA 3.7 – Modelagem de G_m em função de v_{gs} e percentual de erro	59
FIGURA 4.1 – Circuito equivalente de grandes sinais do FET simulado no Qucs	60
FIGURA 4.2 – Tabela para casamento de impedância da fonte e carga do transistor CGH40010	60
FIGURA 4.3 – Comparação entre resultados dos modelos Curtice DC, RF e <i>datasheet</i>	62
FIGURA 4.4 – Comparação entre resultados do modelo Curtice RF com capacitâncias fixas e com a capacitância C_{gs} modelada.....	63
FIGURA 4.5 – Comparação entre resultados do modelo Curtice RF com capacitâncias fixas e com as capacitâncias C_{gs} e C_{ds} modelada	63

LISTA DE QUADROS

QUADRO 2.1 – Características dos transistores simulados	43
QUADRO 2.2 – Valores dos parâmetros extraídos do transistor CGH40010	48
QUADRO 2.3 – Valores dos parâmetros extraídos do transistor CRF24010	49
QUADRO 2.4 – Valores dos parâmetros extraídos do transistor FHX04LG	49
QUADRO 2.5 – Valores dos parâmetros extraídos do transistor NE76038	50
QUADRO 4.1 – Valores de excitação do sinal de entrada do transistor	61

LISTA DE TABELAS

TABELA 3.1 – Valores dos parâmetros ajustados para a modelagem das capacitâncias intrínsecas	56
TABELA 3.2 – Parâmetros do diodo Schottky MBD101	58

LISTA DE ABREVIATURAS OU SIGLAS

FET	<i>Field Effect Transistor</i>
SSEC	<i>Small Signal Equivalent Circuit</i>
MESFET	<i>Metal-Semiconductor Field Effect Transistor</i>
HEMT	<i>High Electron Mobility Transistor</i>
RF	Rádio frequência

LISTA DE SÍMBOLOS

G_m	Transcondutância
C_m	Transcapacitância
G_{ds}	Condutância dreno-fonte
C_{gd}	Capacitância porta-dreno
C_{gs}	Capacitância porta-fonte
C_{ds}	Capacitância dreno-fonte
L_g	Indutância da porta
L_d	Indutância do dreno
L_s	Indutância da fonte
R_g	Resistência da porta
R_d	Resistência do dreno
R_s	Resistência da fonte
R_{gs}	Resistência porta-fonte
τ	Tempo de atraso da resposta da fonte de corrente
s	Frequência complexa
C_{pgd}	Capacitância entre os contatos porta-dreno
C_{pgs}	Capacitância entre os contatos porta-fonte
C_{pds}	Capacitância entre os contatos dreno-fonte
Y_{int}	Matriz de admitância dos parâmetros intrínsecos
Z_{int}	Matriz de impedância dos parâmetros intrínsecos
Z_{ext}	Matriz de impedância dos parâmetros extrínsecos
Y_p	Matriz de admitância dos parâmetros paralelos
V_{gs}	Tensão porta-fonte
V_{ds}	Tensão dreno-fonte
I_g	Corrente da porta
I_d	Corrente do dreno
h_p	Filtro passa-altas
l_p	Filtro passa-baixas
$S_{ij(s_M)}^{cal}$	Matriz de espalhamento calculada
$S_{ij(s_M)}^{med}$	Matriz de espalhamento medida fornecida pelo fabricante

I_{ds}	Fonte de corrente do modelo do circuito equivalente do FET
V_j	Potencial da porta
v_{gs}	Tensão interna de porta-fonte do transistor
v_{ds}	Tensão interna de dreno-fonte do transistor
v_{gd}	Tensão interna de porta-dreno do transistor
C_{gs0}	Capacitância C_{gs} para $v_{gs}=0$
C_{ds0}	Capacitância C_{ds} para $v_{ds}=0$
C_{gd0}	Capacitância C_{gd} para $v_{gd}=0$
V_t	Tensão limiar da porta
Q_{gs}	Carga associada à capacitância C_{gs}
Q_{ds}	Carga associada à capacitância C_{ds}
Q_{gd}	Carga associada à capacitância C_{gd}
V_t	Tensão de limiar da porta
I_{gs}	Corrente de porta-fonte
I_s	Corrente de saturação reversa
V_T	Tensão equivalente de temperatura

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	18
1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
1.1.1 Modelagem de sistemas.....	19
1.1.2 Modelo do circuito equivalente do transistor de efeito de campo	21
1.2 OBJETIVO E JUSTIFICATIVA	22
1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	23
2 EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO FET	24
2.1 MODELO DE SSEC PARA TRANSISTORES DE RADIOFREQUÊNCIA.....	24
2.2 EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS DO MODELO DE SSEC	26
2.2.1 Elementos intrínsecos	26
2.2.2 Elementos extrínsecos	27
2.2.3 Elementos paralelos	29
2.2.4 Metodologia de extração de parâmetros do modelo de SSEC	30
2.3 ALGORITMO DO PROCESSO DE EXTRAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELOS DE SSEC.....	31
2.3.1 Técnica dos mínimos quadrados para os elementos paralelos.....	31
2.3.2 Determinação dos elementos paralelos do modelo.....	33
2.3.3 Técnica dos mínimos quadrados iterativo para os elementos intrínsecos e extrínsecos	34
2.3.4 Determinação dos elementos intrínsecos e extrínsecos do modelo.....	37
2.3.5 Mínimos quadrados ponderados	38
2.3.6 Erro quadrático médio	40
2.3.7 Simulações do algoritmo de extração de parâmetros do modelo de SSEC	41
2.4 RESULTADOS E DISCUSSÃO DA EXTRAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO FET	43
3 MODELAGEM NÃO LINEAR DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO FET DE GRANDES SINAIS	51
3.1 MODELAGEM DA JUNÇÃO SCHOTTKY	51
3.2 MODELAGEM DA FONTE DE CORRENTE	53
3.3 RESULTADOS DA MODELAGEM NÃO LINEAR DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE GRANDES SINAIS.....	56
4 RESPOSTA NÃO LINEAR DO FET COMO AMPLIFICADOR.....	60

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS	64
REFERÊNCIAS.....	65
APÊNDICE 1 – COMPARAÇÃO ENTRE PARÂMETROS S CALCULADOS E DE REFERÊNCIA PARA O TRANSISTOR CGH40010 NO PONTO DE POLARIZAÇÃO $I_{ds}=200\text{MA}$ E $V_{ds}= 28\text{V}$	68
APÊNDICE 2 – COMPARAÇÃO ENTRE PARÂMETROS S CALCULADOS E DE REFERÊNCIA PARA O TRANSISTOR CGH40010 NO PONTO DE POLARIZAÇÃO $I_{ds}=500\text{MA}$ E $V_{ds}= 28\text{V}$	69
APÊNDICE 3 – COMPARAÇÃO ENTRE PARÂMETROS S CALCULADOS E DE REFERÊNCIA PARA O TRANSISTOR CRF24010 NO PONTO DE POLARIZAÇÃO $I_{ds}=500\text{MA}$ E $V_{ds}= 48\text{V}$	70
APÊNDICE 4 – COMPARAÇÃO ENTRE PARÂMETROS S CALCULADOS E DE REFERÊNCIA PARA O TRANSISTOR NE76038 NO PONTO DE POLARIZAÇÃO $I_{ds}=500\text{MA}$ E $V_{ds}= 48\text{V}$	71
APÊNDICE 5 – ALGORITMO DE EXTRAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO DE CIRCUITO EQUIVALENTE DO FET.....	72
APENDICE 6 – ALGORITMO DE MODELAGEM DOS ELEMENTOS NÃO LINEARES DO MODELO	81

1 INTRODUÇÃO

O engenheiro que está prestes a projetar um circuito de radiofrequência (RF), certamente se baseia em uma ferramenta de simulação de circuitos que forneça a capacidade de determinar o desempenho do circuito com alta precisão sem a necessidade de se fabricar um protótipo. Porém, mesmo com o uso dos simuladores os problemas ainda não estão todos resolvidos, pois os modelos, especialmente modelos de transistores, são parametrizados. Uma consideração importante é que alguns fornecedores simplesmente não fornecem modelos apropriados. São fornecidas apenas planilhas de dados, com algumas tabelas contendo os parâmetros de espalhamento (ou parâmetros S). Enquanto esses modelos estão disponíveis literalmente em todos os simuladores de circuito, sua precisão é muitas vezes bastante limitada, uma vez que esses modelos descrevem apenas o comportamento básico do transistor, não levando em consideração todos os efeitos não lineares do mesmo. Por isso, o conhecimento do modelo do circuito equivalente de pequenos sinais de um transistor de efeito de campo é muito útil para a análise de desempenho do dispositivo (ganho, ruído, etc.) na concepção de circuitos RF. Normalmente, o circuito equivalente de pequenos sinais é obtido otimizando os valores dos componentes para ajustar os parâmetros de dispersão de micro-ondas de pequenos sinais medidos no dispositivo. Esse circuito possui parâmetros intrínsecos os quais são dependentes do ponto de polarização, portanto são não lineares, e parâmetros extrínsecos que não dependem do ponto de polarização. Medidas certas do parâmetro S são imperativas para determinar corretamente os parâmetros intrínsecos e extrínsecos do circuito equivalente.

Neste trabalho é proposto um procedimento para modelar de forma aproximada o efeito não linear dos parâmetros intrínsecos de transistores de efeito de campo, através da extração dos parâmetros do circuito equivalente linear desses transistores. Utiliza-se aqui o método dos mínimos quadrados, que apesar de não ser linear nesta aplicação, pode ser linearizado através de um parâmetro que é recalculado iterativamente por aproximações sucessivas até a convergência, daí a denominação mínimos quadrados iterativo nesta dissertação.

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.1.1 Modelagem de sistemas

O estudo da modelagem de sistemas é fundamental para o desenvolvimento na área de engenharia, pois os modelos permitem a reprodução de sistemas complexos encontrados na natureza de forma que seja possível realizar as simulações desejadas sem a necessidade da construção do sistema em análise. O modelo desenvolvido deve ser capaz de refletir o comportamento do sistema original da forma mais precisa possível pois, caso contrário, todas as análises realizadas posteriormente com o mesmo serão comprometidas, gerando resultados que não representarão a realidade. Existem diferentes tipos de modelos para representação de sistemas, porém a mais utilizada para representar o comportamento de sistemas para aplicações em engenharia é o modelo matemático. Um modelo matemático pode ser, dentre outros, constituído por um conjunto de equações diferenciais (tempo contínuo) ou equações de diferenças (tempo discreto) que descrevem a variação temporal e/ou espacial das variáveis de interesse no sistema. O nível de detalhamento utilizado no desenvolvimento de um modelo matemático dependerá do tipo de aplicação em que o mesmo será utilizado (RODRIGUES, 1996).

A modelagem de todos os fenômenos que descrevem o comportamento de um sistema é uma tarefa árdua. Por isso, um modelo, por melhor que seja, nunca reproduzirá perfeitamente o sistema real. Os melhores modelos desenvolvidos são os que conseguem reproduzir os fenômenos originais com a maior precisão possível. Através da modelagem de sistema, é possível analisar e fazer previsões diversas sobre as condições de operação e desempenho do sistema. É importante ressaltar que os modelos matemáticos podem assumir formas diferentes dependendo da aplicação a que se destinam. Sendo assim, um modelo pode ser mais adequado do que outro de acordo com o sistema considerado. Por fim, é necessário estabelecer um balanceamento entre a simplicidade do modelo e a precisão dos resultados que serão obtidos pois, quanto mais um modelo é simplificado, tanto maior é a necessidade de ignorar algumas propriedades físicas do sistema (OGATA, 2010).

Os modelos podem ser classificados de várias formas; uma delas é agrupar em três categorias básicas (Caixa branca, caixa cinza e caixa preta) conforme está mostrado na FIGURA 1.1.



FIGURA 1.1 – Classificação de modelos

FONTE: NYPWIPWY (2014)

A aplicação de cada uma das categorias apresentadas depende do problema que está sendo analisado. No caso do modelo do tipo caixa branca, é necessário um conhecimento prévio e detalhado do sistema e também das leis teóricas e empíricas que regem seu funcionamento. O modelo de caixa branca é construído através da análise dos fenômenos físicos, térmicos, químicos, elétricos e mecânicos que estão envolvidos no sistema original que se deseja modelar. O nível de complexidade para a construção deste modelo é proporcional ao nível de complexidade que o sistema real possui. Além disso, mesmo tendo muito conhecimento do sistema real que se deseja modelar é difícil expressar matematicamente o mesmo tornando em alguns casos impossível o seu uso (AGUIRRE, 2007). No caso do modelo do tipo caixa cinza, informações que não são fornecidas nos conjuntos de dados são necessárias. Já no caso da caixa preta, existe o modelo baseado em tabela ou interpolações, em que são utilizados na entrada os parâmetros das medidas que serão transformados durante o processo. Esse modelo tem limitações quando é necessário realizar a extrapolação dos parâmetros de entrada, uma vez que nem sempre a extrapolação representa a característica física do elemento em análise (RUDOLPH, FAGER & ROOT, 2012). Ainda no modelo de caixa preta existe uma alternativa ao modelo de tabela que são as redes neurais artificiais (RNAs), técnica em que é realizada uma aproximação funcional para ajustar uma função não linear, indiferente do número de variáveis independentes; as redes são treinadas em diversas iterações, até atingir o resultado desejado, dentro de uma faixa de erro aceitável. Neste trabalho é utilizado o modelo de caixa cinza baseado em medidas.

1.1.2 Modelo do circuito equivalente do transistor de efeito de campo

O transistor de efeito de campo, cujo acrônimo em inglês é FET que significa *Field Effect Transistor*, é utilizado em aplicações de altas frequências, pois apresenta alta mobilidade de elétrons (SEDRA & SMITH, 2007) e (BOYLESTAD & NASHELSKY, 2004). A sua invenção ocorreu próximo da metade da década de 1940 por pesquisadores do laboratório Bell (DACEY & ROSS, 1955). Após isso, houve uma grande ascensão tecnológica por parte dos dispositivos de estado sólido, que hoje estão presentes praticamente na totalidade dos dispositivos eletrônicos consumidos pela população. Com esse desenvolvimento, muitos trabalhos foram desenvolvidos com o objetivo de criar modelos de circuitos equivalentes de pequenos sinais (SSEC – *Small Signal Equivalent Circuit*), de acordo com Anholt & Swirhun (1991) e também técnicas de extrações dos parâmetros desses modelos de FETs (KUO & HOUSHMAND & ITOH, 1997). O primeiro trabalho contendo um método de extração para o modelo do SSEC de transistores de efeito de campo foi publicado por Minasian (1977), o qual foi utilizado para determinar os valores dos elementos extrínsecos de FETs a partir dos parâmetros de espelhamento fornecidos pelos *datasheets* dos fabricantes (DIAMAND & LAVIRON, 1982). Desde então, muitos trabalhos têm sido publicados com várias técnicas de extração de parâmetros do circuito equivalente de transistores de efeito de campo e também vários modelos têm sido apresentados com variações entre si que apresentam vantagens dependendo do tipo de aplicação. A técnica de extração de parâmetros do circuito equivalente de pequenos sinais utilizada neste trabalho é semelhante à publicado por Dambrine, Cappy, Heliodore, Playez (1988).

A análise do circuito equivalente de pequenos sinais é realizada na maioria dos casos fixando os valores dos parâmetros intrínsecos do modelo, porém isso causa erros durante a análise da potência de saída do transistor quando o mesmo está operando como amplificador (CURTICE & ETTEMBERG, 1985).

Neste trabalho, durante a análise do circuito equivalente de pequenos sinais, são consideradas as variações dos valores dos parâmetros intrínsecos de acordo com o ponto de polarização de operação. A modelagem é realizada com o objetivo de diminuir o erro da potência de saída do mesmo como amplificador.

1.2 OBJETIVO E JUSTIFICATIVA

O objetivo geral desta dissertação é estimar a dependência não linear dos parâmetros intrínsecos do modelo de SSEC de transistores de efeito de campo de radiofrequência através da modelagem desses elementos. Essa modelagem e a inclusão dos elementos não lineares visa melhorar o desempenho da simulação do transistor quando analisado como amplificador operando em grandes sinais, através da relação entre as suas potências de saída e de entrada. Para alcançar esse objetivo geral é necessário atender os objetivos específicos abaixo:

- Realizar a extração dos parâmetros do circuito equivalente do modelo do FET através do método de mínimos quadrados iterativo. Para a extração dos parâmetros, são utilizados os dados de parâmetros S para todos os pontos de polarização fornecidos nos *datasheets* de fabricantes.
- Realizar a modelagem não linear dos parâmetros intrínsecos do FET utilizando para isso os dados de todos os pontos de polarização fornecidos pelo fabricante.
- Realizar simulações computacionais do FET operando como amplificador e validar os resultados obtidos, comparando-os com os fornecidos pelos fabricantes e também com as técnicas que não levam em consideração a não linearidade dos parâmetros intrínsecos.

Como detalhado na seção 3.1, alguns autores simplesmente ignoram essa dependência não linear dos elementos intrínsecos do FET, porém é de fundamental importância analisar tais dependências pois as mesmas podem afetar os resultados e consequentemente a análise de simulações que utilizam modelos sem tais considerações. Por isso a proposta de desenvolver uma ferramenta computacional capaz de determinar os elementos intrínsecos e extrínsecos de SSEC e realizar a modelagem dos elementos intrínsecos é relevante para a área de pesquisa em micro-ondas e radiofrequência, pois além de contribuir para a análise de modelos de SSEC e de grandes sinais, também ajuda a entender resultados já publicados por outros autores.

A validação do método de extração dos parâmetros intrínsecos e extrínsecos de SSEC do FET é realizada através de simulações computacionais com o *software* Matlab comparando os valores dos parâmetros S calculados através dos parâmetros extraídos com os fornecidos nos *datasheets* dos fabricantes. A validação da

modelagem dos parâmetros intrínsecos do modelo de grandes sinais do FET é realizada através de simulações comparando as estimativas das potências de entrada e de saída com aquelas fornecidas pelo *datasheet* do fabricante e também com outra técnica que não utiliza a modelagem dos elementos, ou seja, considera os elementos intrínsecos como valores fixos extraídos do modelo do FET para pequenos sinais. As simulações não lineares serão feitas com o *software* Qucs.

1.3 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O segundo capítulo trata da formulação e do procedimento para a extração dos parâmetros lineares do modelo de SSEC do FET. Nesse capítulo é detalhado o modelo de SSEC escolhido para realizar a extração, a técnica dos mínimos quadrados iterativo para realizar a extração dos parâmetros e o algoritmo desenvolvido no *software* Matlab. Também são apresentados os resultados obtidos da extração dos parâmetros do modelo de SSEC de quatro diferentes tipos de transistores.

O terceiro capítulo trata da modelagem não linear dos parâmetros intrínsecos do circuito equivalente de grandes sinais do FET. Os elementos modelados são as capacitâncias intrínsecas C_{gs} , C_{gd} , e C_{ds} e também a fonte de corrente I_{ds} . A modelagem desse capítulo utiliza os parâmetros extraídos no Capítulo 2. Também são apresentados os resultados da modelagem não linear desses parâmetros.

O quarto capítulo trata da validação da modelagem realizada no Capítulo 3 através de simulações do transistor operando como amplificador, utilizando o modelo de grandes sinais proposto neste trabalho.

As conclusões e propostas para trabalhos futuros são apresentadas no capítulo cinco.

2 EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO FET

2.1 MODELO DE SSEC PARA TRANSISTORES DE RADIOFREQUÊNCIA

Os transistores denominados como MESFET (*Metal–Semiconductor Field-Effect Transistor*) e HEMT (*High-Electron-Mobility Transistor*), quando estão operando na faixa de frequência das micro-ondas, dependem do modelo de SSEC para seu estudo e simulação. Nesse modelo, seus parâmetros são divididos em parâmetros intrínsecos (transcondutância G_m , condutância dreno-fonte G_{ds} , capacitâncias porta-dreno C_{gd} , porta-fonte C_{gs} e dreno-fonte C_{ds}) e parâmetros extrínsecos (Indutâncias da porta L_g , do dreno L_d , da fonte L_s , resistências da porta R_g , do dreno R_d e da fonte R_s). A FIGURA 2.1 mostra a estrutura física idealizada para o MESFET e o HEMT por Ludwig & Bretchko (2000) e seu circuito equivalente para operações em radiofrequência.

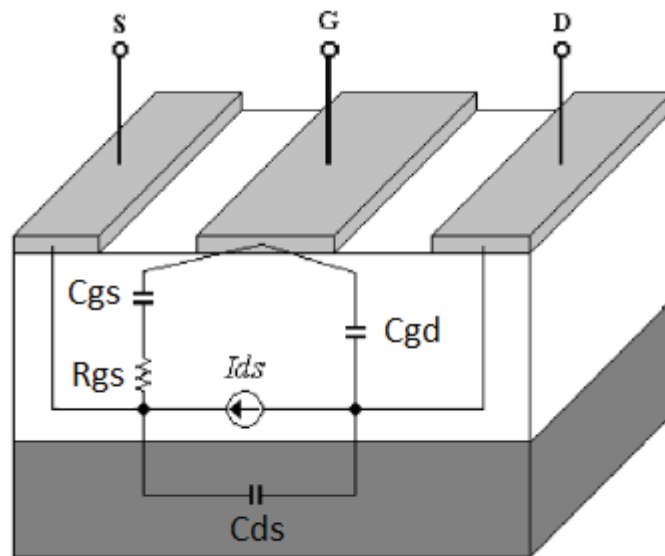


FIGURA 2.1 – Estrutura idealizada para o MESFET E HEMT

FONTE: LUDWIG & BRETCHKO (2000)

Existem diversos modelos de SSEC propostos na literatura com níveis variados de complexidade. A FIGURA 2.2 mostra o modelo de SSEC para MESFET e HEMT utilizado neste trabalho.

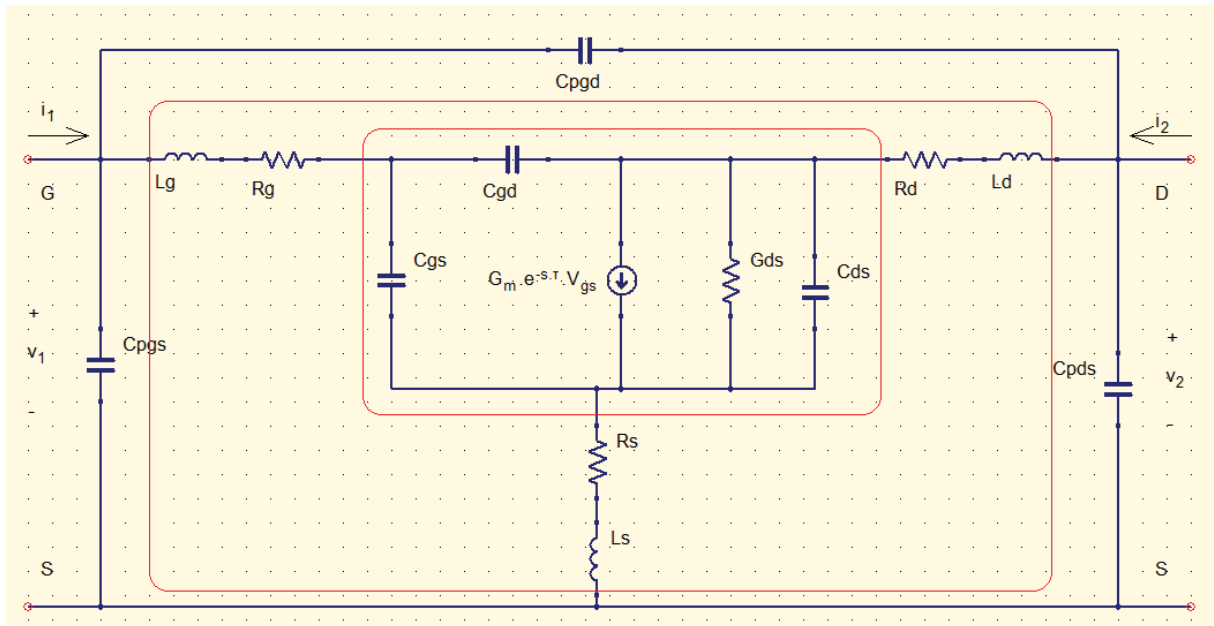


FIGURA 2.2 – Modelo SSEC do MESFET e HEMT

FONTE: O AUTOR (2019)

O modelo do circuito apresentado na FIGURA 2.2 apresenta três regiões, as quais estão delimitadas pelas linhas em vermelho, que estão descritas abaixo:

- Elementos intrínsecos; G_m , τ , C_{gd} , C_{gs} , C_{ds} e G_{ds} e estão dentro da área delimitada mais no interior do circuito;
- Elementos extrínsecos; L_g , L_d , L_s , R_g , R_d e R_s e estão delimitadas entre as duas áreas demarcadas do circuito;
- Elementos paralelos ao dispositivo; C_{pgd} (capacitância entre os contatos porta-dreno), C_{pgs} (capacitância entre os contatos porta-fonte) e C_{pds} (capacitância entre os contatos dreno-fonte). Tais elementos são necessários para a correta modelagem dos terminais dos transistores encapsulados. Esses elementos estão fora da área da delimitada.

A extração dos parâmetros é realizada através da análise do quadripolo constituído pelos terminais de porta, dreno e fonte do modelo SSEC. Nessa análise é utilizado o modelo com topologia em π de Lai, Fager & Angelov (2013) para os elementos paralelos e intrínsecos e a topologia em T de Lovelace, Costa & Camilleri (1994) para os elementos extrínsecos.

2.2 EXTRAÇÃO DE PARÂMETROS DO MODELO DE SSEC

2.2.1 Elementos intrínsecos

A FIGURA 2.3 apresenta a análise dos elementos intrínsecos utilizando a topologia em π . A determinação dos elementos foi realizada através dos parâmetros de admitância (Y_{int}) como foi realizado por Dambrine, Cappy, Heliodore & Playez (1988).

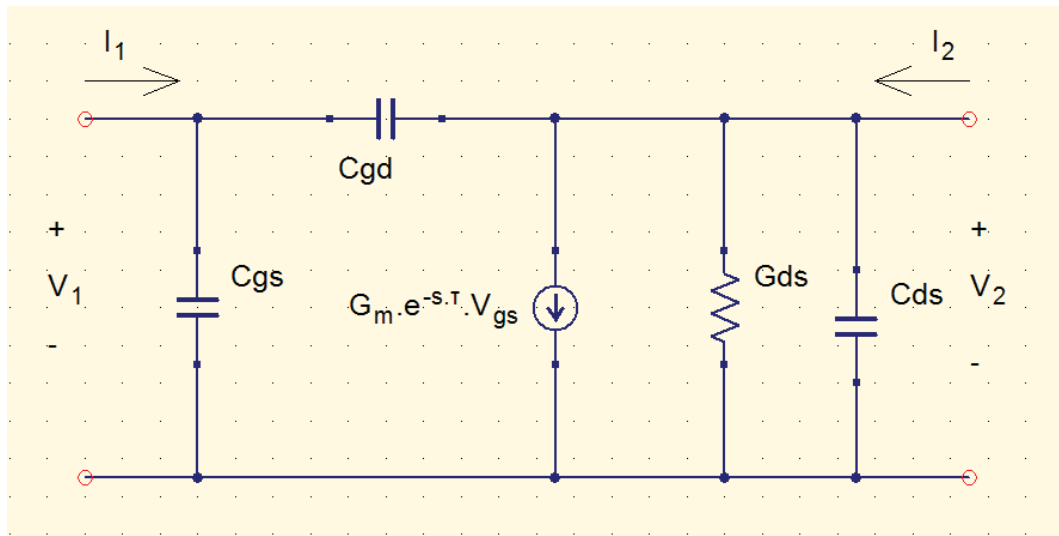


FIGURA 2.3 – Elementos intrínsecos com topologia em π

FONTE: O AUTOR (2019)

Os parâmetros de admitância do quadripolo da FIGURA 2.3 são definidos pela equação abaixo:

$$Y_{int}(s) = \begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) \end{bmatrix}. \quad (2.1)$$

As admitâncias são calculadas através da análise do quadripolo e a matriz que relaciona as tensões, correntes e a própria admitância do circuito é mostrada em:

$$\begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Fazendo a análise do circuito através da lei de Kirchhoff das tensões e considerando a aplicação das tensões $V_{gs}(s) = V_1(s)$ e $V_{ds}(s) = V_2(s)$, circularão as correntes $I_g(s) = I_1(s)$ e $I_d(s) = I_2(s)$, e assim é possível deduzir as expressões abaixo que relacionam as admitâncias com os elementos intrínsecos do circuito:

$$Y_{11}(s) = s \cdot (C_{gs} + C_{gd}), \quad (2.3)$$

$$Y_{12}(s) = -s \cdot C_{gd}, \quad (2.4)$$

$$Y_{21}(s) = -s.C_{gd} + G_m.e^{-s\tau}, \quad (2.5)$$

$$Y_{22}(s) = s.(C_{ds} + C_{gd}) + G_{ds}. \quad (2.6)$$

Na expressão $Y_{21}(s)$, é possível realizar a expansão do elemento $G_m.e^{-s\tau}$ através de uma série de Taylor conforme mostram as Equações 2.7 a 2.11 (RUDOLPH, FAGER, & ROOT (2012))

$$G_m.e^{-s\tau} = G_m.(1 - s.\tau + \dots), \quad (2.7)$$

realizando o truncamento na 1º ordem

$$G_m.e^{-s\tau} = G_m - s.\tau.G_m. \quad (2.8)$$

Substituindo a equação (2.8) em (2.5)

$$Y_{21}(s) = -s.(C_{gd} + C_m) + G_m, \quad (2.9)$$

onde a transcapacitância é definida por

$$C_m = \tau.G_m, \quad (2.10)$$

então, a expressão da admitância $Y_{21}(s)$ é

$$Y_{21}(s) = -s.C + G_m, \quad (2.11)$$

onde

$$C = C_{gd} + C_m, \quad (2.12)$$

e a matriz de admitância com todos os parâmetros

$$Y_{int}(s) = \begin{bmatrix} s.(C_{gs} + C_{gd}) & -s.C_{gd} \\ -s.C + G_m & s.(C_{ds} + C_{gd}) + G_{ds} \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Realizando a transformação da matriz de admitância em matriz de impedância através da inversa da matriz Y_{int} obtemos:

$$Z_{int}(s) = \begin{bmatrix} \frac{s.(C_{ds} + C_{gd}) + G_{ds}}{\Delta} & \frac{s.C_{gd}}{\Delta} \\ \frac{s.C - G_m}{\Delta} & \frac{s.(C_{gs} + C_{gd})}{\Delta} \end{bmatrix}, \quad (2.14)$$

onde

$$\Delta = s^2.(C_{gs}.C_{ds} + C_{gs}.C_{gd} + C_{ds}.C_{gd} - C_{gd}.C_m) + s.(C_{gs}.G_{ds} + C_{gd}.G_{ds} + C_{gd}.G_m). \quad (2.15)$$

2.2.2 Elementos extrínsecos

A FIGURA 2.4 apresenta a representação dos elementos extrínsecos utilizando a topologia em T. A determinação dos elementos é realizada através dos parâmetros de impedância (Z_{ext}) como foi proposto por Ooi, Leong & Kool (1997).

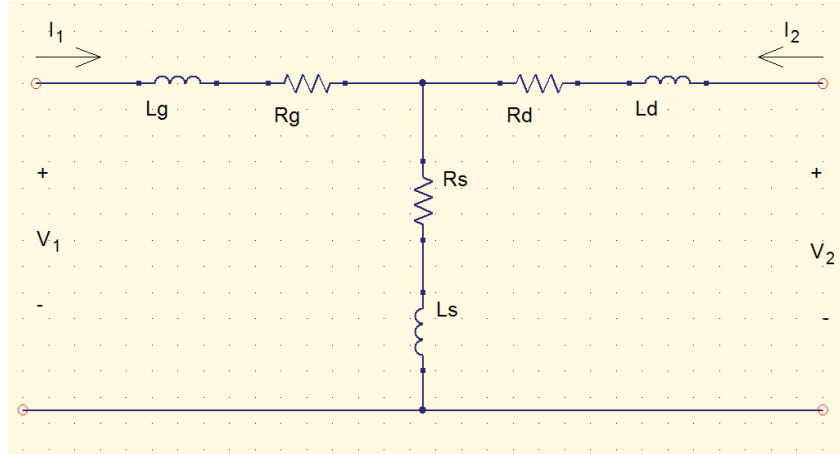


FIGURA 2.4 – Elementos extrínsecos com topologia em T

FONTE: O AUTOR (2019)

Os parâmetros de impedância de um quadripolo são definidos por

$$Z_{ext}(s) = \begin{bmatrix} Z_{11}(s) & Z_{12}(s) \\ Z_{21}(s) & Z_{22}(s) \end{bmatrix}. \quad (2.16)$$

A impedância é calculada através da análise do quadripolo. Sendo assim, a matriz que relaciona as tensões, correntes e a própria impedância do circuito é

$$\begin{bmatrix} V_1(s) \\ V_2(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}(s) & Z_{12}(s) \\ Z_{21}(s) & Z_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1(s) \\ I_2(s) \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Fazendo a análise do circuito através das leis de Kirchhoff da tensão e corrente nas duas malhas e também em um dos nós e considerando a aplicação das tensões $V_{gs}(s) = V_1(s)$ e $V_{ds}(s) = V_2(s)$, circularão as correntes $I_g(s) = I_1(s)$ e $I_d(s) = I_2(s)$. Assim, é possível deduzir as expressões abaixo que relacionam as impedâncias com os elementos extrínsecos do circuito:

$$Z_{11}(s) = s \cdot (L_g + L_s) + R_g + R_s, \quad (2.18)$$

$$Z_{12}(s) = s \cdot L_s + R_s, \quad (2.19)$$

$$Z_{21}(s) = s \cdot L_s + R_s, \quad (2.20)$$

$$Z_{22}(s) = s \cdot (L_d + L_s) + R_d + R_s. \quad (2.21)$$

A matriz de impedância com todos os parâmetros é dada por:

$$Z_{ext}(s) = \begin{bmatrix} s \cdot (L_g + L_s) + R_g + R_s & s \cdot L_s + R_s \\ s \cdot L_s + R_s & s \cdot (L_d + L_s) + R_d + R_s \end{bmatrix}. \quad (2.22)$$

Com isso, é possível encontrar a matriz de impedância total dos elementos intrínsecos e extrínsecos do circuito, a qual é determinada pela soma de Z_{int} e Z_{ext} (SHIRAKAWA, ET AL., 1995):

$$Z_{tot}(s) = Z_{int}(s) + Z_{ext}(s). \quad (2.23)$$

Sendo assim, a matriz de impedância total é

$$Z_{tot}(s) = \begin{bmatrix} \frac{s(\bar{C}_{ds} + \bar{C}_{gd}) + \bar{G}_{ds}}{\Delta} + s(L_g + L_s) + R_g + R_s & \frac{s\bar{C}_{gd}}{\Delta} + sL_s + R_s \\ \frac{s\bar{C} - \bar{G}_m}{\Delta} + sL_s + R_s & \frac{s(\bar{C}_{gs} + \bar{C}_{gd})}{\Delta} + s(L_d + L_s) + R_d + R_s \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

Realizando o processo de normalização dos elementos intrínsecos da matriz de impedância total através da divisão do numerador e denominador por $C_{gs} \cdot C_{ds} + C_{gs} \cdot C_{gd} + C_{ds} \cdot C_{gd} - C_{gd} \cdot C_m$ resulta em

$$Z_{tot}(s) = \begin{bmatrix} \frac{s(\bar{\bar{C}}_{ds} + \bar{\bar{C}}_{gd}) + \bar{\bar{G}}_{ds}}{s^2 + a \cdot s} + s(L_g + L_s) + R_g + R_s & \frac{s\bar{\bar{C}}_{gd}}{s^2 + a \cdot s} + sL_s + R_s \\ \frac{s\bar{\bar{C}} - \bar{\bar{G}}_m}{s^2 + a \cdot s} + sL_s + R_s & \frac{s(\bar{\bar{C}}_{gs} + \bar{\bar{C}}_{gd})}{s^2 + a \cdot s} + s(L_d + L_s) + R_d + R_s \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

onde $\bar{\bar{C}}_{ds}$, $\bar{\bar{C}}_{gd}$, $\bar{\bar{C}}_{gs}$, $\bar{\bar{C}}_m$, $\bar{\bar{G}}_m$ e $\bar{\bar{C}}$ são valores normalizados e a uma função que relaciona as variáveis intrínsecas, definida

$$a = \frac{C_{gs} \cdot G_{ds} + C_{gd} \cdot G_{ds} + C_{gd} \cdot G_m}{C_{gs} \cdot C_{ds} + C_{gs} \cdot C_{gd} + C_{ds} \cdot C_{gd} - C_{gd} \cdot C_m}. \quad (2.26)$$

2.2.3 Elementos paralelos

A FIGURA 2.5 apresenta a representação dos elementos paralelos utilizando a topologia em π . A determinação dos elementos foi realizada através dos parâmetros de admitância (Y_p) como foi realizado por Costa, Liu & Harris (1991).

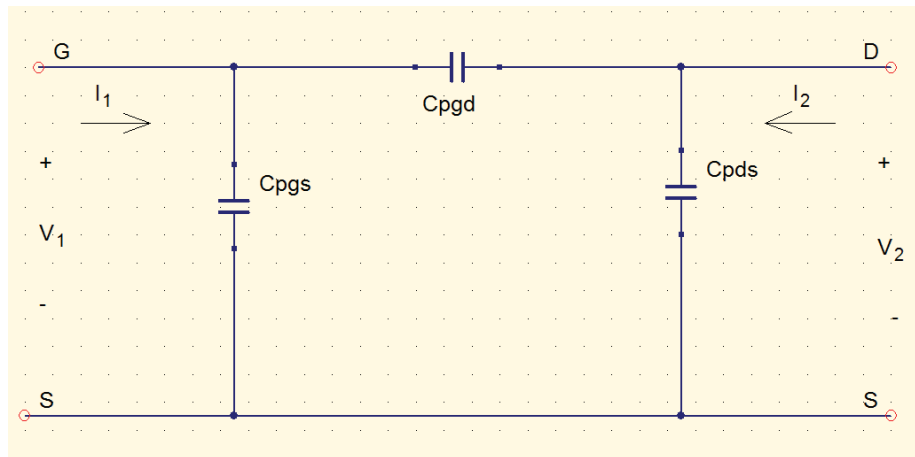


FIGURA 2.5 – Elementos paralelos com topologia em π

FONTE: O AUTOR (2019)

Os parâmetros de admitância do quadripolo da FIGURA 2.5 são definidos por

$$Y_p(s) = \begin{bmatrix} Y_{11}(s) & Y_{12}(s) \\ Y_{21}(s) & Y_{22}(s) \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

A admitância é calculada através da análise do quadripolo, conforme já foi feito anteriormente para os parâmetros intrínsecos. Fazendo a análise do circuito através da lei de Kirchhoff das tensões e considerando a aplicação das tensões $V_{gs}(s) = V_1(s)$ e $V_{ds}(s) = V_2(s)$, circularão as correntes $I_g(s) = I_1(s)$ e $I_d(s) = I_2(s)$. Assim, é possível deduzir as expressões abaixo que relacionam as admitâncias com os elementos paralelos do circuito:

$$Y_{11}(s) = s \cdot (C_{pgs} + C_{pgd}), \quad (2.28)$$

$$Y_{12}(s) = -s \cdot C_{pgd}, \quad (2.29)$$

$$Y_{21}(s) = -s \cdot C_{pgd}, \quad (2.30)$$

$$Y_{22}(s) = s \cdot (C_{pds} + C_{pgd}), \quad (2.31)$$

e conseqüentemente a matriz de admitância Y_p com todos os elementos, que é dada por:

$$Y_p(s) = \begin{bmatrix} s \cdot (C_{pgs} + C_{pgd}) & -s \cdot C_{pgd} \\ -s \cdot C_{pgd} & s \cdot (C_{pds} + C_{pgd}) \end{bmatrix}. \quad (2.32)$$

2.2.4 Metodologia de extração de parâmetros do modelo de SSEC

A metodologia de extração de parâmetros do modelo de SSEC está mostrada no fluxograma da FIGURA 2.6.

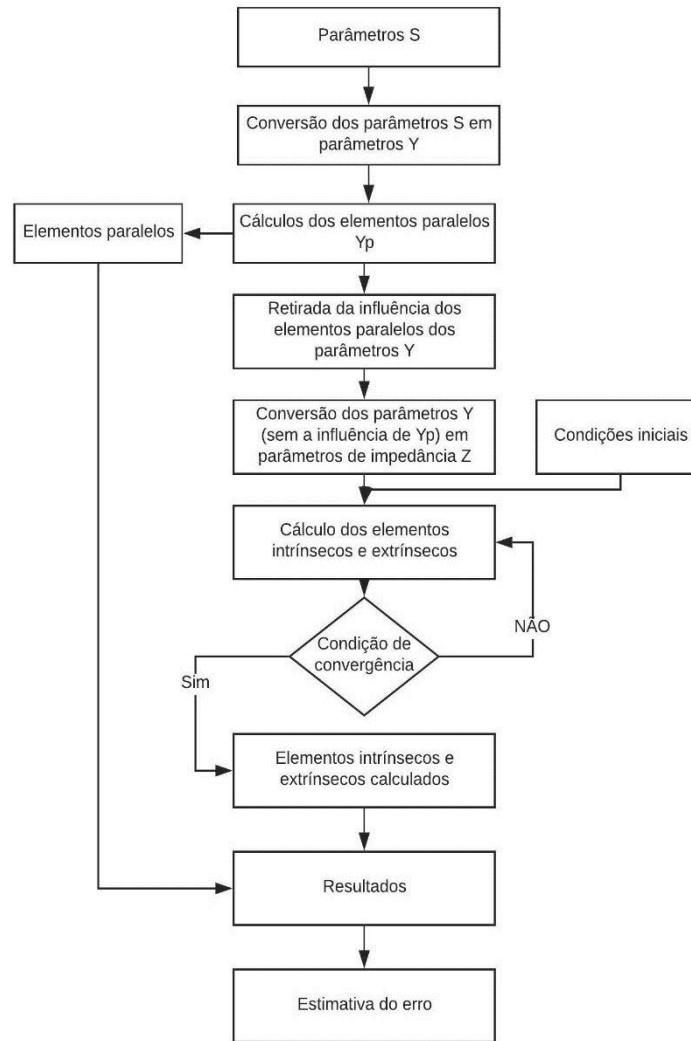


FIGURA 2.6 – Fluxograma do processo de extração de parâmetros do modelo de SSEC
 FONTE: O AUTOR (2019)

Esta metodologia foi utilizada no algoritmo desenvolvido no *software* Matlab para a extração dos parâmetros do modelo de SSEC.

2.3 ALGORITMO DO PROCESSO DE EXTRAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELOS DE SSEC

2.3.1 Técnica dos mínimos quadrados para os elementos paralelos

Os elementos da matriz de admitância ($Y_{p(i,j)}(s)$) são aproximados pelo método dos polinômios de Cauchy a um quociente entre dois polinômios de grau N conforme está descrito abaixo:

$$y_{ij}(s) = \frac{b_N.s^N + \dots + b_2.s^2 + b_1.s^1 + b_0.s^0}{a_N.s^N + \dots + a_2.s^2 + a_1.s^1 + a_0.s^0}, \quad (2.33)$$

onde:

$$s = j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f. \quad (2.34)$$

Considerando que o numerador e denominador dos elementos da matriz de admitância da EQUAÇÃO (2.32) possuem graus 3 e 2 respectivamente, então para realizar o cálculo dos elementos paralelos os graus do numerador e denominador passam a ser 5 e 4 respectivamente, uma vez que na matriz de admitância cada elemento reativo acrescenta um polo a mais na equação. Logo, a EQUAÇÃO (2.33) é simplificada para:

$$y_{ij}(s) = \frac{\sum_{k=0}^5 b_{ij(k)} \cdot s^k}{s^4 + \sum_{k=0}^3 a_{(k)} \cdot s^k}, \quad (2.35)$$

onde $ij = 11, 12$ e 22 . E $a_{(k)}$, $b_{11(k)}$, $b_{12(k)}$ e $b_{22(k)}$ são os coeficientes dos polinômios. O parâmetro $ij = 21$ não foi utilizado pois representa o transistor operando na sua região ativa, e para esta análise foi considerado apenas a sua operação na região reativa.

Após realizar algumas manipulações matemáticas triviais, a EQUAÇÃO (2.35) gera um sistema de equações para os M pontos de frequência contidos nos *datasheets* dos fabricantes de transistores (GARCIA, LORENTE, SALAZAR, & SARKAR, 2004).

$$\begin{aligned} y_{ij}(s_1) \cdot s_1^4 &= \sum_{k=0}^5 b_{ij(k)} \cdot s_1^k - y_{ij}(s_1) \cdot \sum_{q=0}^3 a_{(q)} \cdot s_1^k \\ &\vdots \\ y_{ij}(s_M) \cdot s_M^4 &= \sum_{k=0}^5 b_{ij(k)} \cdot s_M^k - y_{ij}(s_M) \cdot \sum_{q=0}^3 a_{(q)} \cdot s_M^k \end{aligned} \quad (2.36)$$

Reescrevendo o sistema de equações acima na forma matricial é possível calcular os coeficientes do polinômio através de:

$$\begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 & -Y_{11}(s_M) \cdot H \\ 0 & V_r & 0 & -Y_{12}(s_M) \cdot H \\ 0 & 0 & V_r & -Y_{22}(s_M) \cdot H \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_{11(k)} \\ b_{12(k)} \\ b_{22(k)} \\ a_{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{12}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{22}(s_M) \cdot s_M^4 \end{bmatrix}. \quad (2.37)$$

Onde V_r e H são matrizes do tipo Vandermonde, definidas por Garcia, Salazar & Sarkar (2002), definidas por:

$$V_r = \begin{bmatrix} s_1^5 & s_1^4 & s_1^3 & s_1^2 & s_1^1 & s_1^0 \\ s_2^5 & s_2^4 & s_2^3 & s_2^2 & s_2^1 & s_2^0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_M^5 & s_M^4 & s_M^3 & s_M^2 & s_M^1 & s_M^0 \end{bmatrix}, \quad (2.38)$$

$$H = \begin{bmatrix} s_1^3 & s_1^2 & s_1^1 & s_1^0 \\ s_2^3 & s_2^2 & s_2^1 & s_2^0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_M^3 & s_M^2 & s_M^1 & s_M^0 \end{bmatrix}, \quad (2.39)$$

e $a_{(k)}$, $b_{11(k)}$, $b_{12(k)}$ e $b_{22(k)}$ são respectivamente:

$$a_{(k)} = [a_3 \quad a_2 \quad a_1 \quad a_0]^T, \quad (2.40)$$

$$b_{11(k)} = [b_{11(5)} \quad b_{11(4)} \quad b_{11(3)} \quad b_{11(2)} \quad b_{11(1)} \quad b_{11(0)}]^T, \quad (2.41)$$

$$b_{12(k)} = [b_{12(5)} \quad b_{12(4)} \quad b_{12(3)} \quad b_{12(2)} \quad b_{12(1)} \quad b_{12(0)}]^T, \quad (2.42)$$

$$b_{22(k)} = [b_{22(5)} \quad b_{22(4)} \quad b_{22(3)} \quad b_{22(2)} \quad b_{22(1)} \quad b_{22(0)}]^T, \quad (2.43)$$

e Y_{11} , Y_{12} e Y_{22} são matrizes diagonais com seus valores calculados em suas respectivas diagonais principais.

Os fabricantes de transistores frequentemente fornecem em seus *datasheets* dados dos parâmetros S em mais de um ponto de polarização. A extração dos elementos paralelos é feita utilizando os dados de todos os pontos de polarização fornecidos, para isso, é necessário realizar a seguinte modificação no sistema de equações em (2.37).

$$\begin{bmatrix} P_1 \begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 & -Y_{11}(s_M) \cdot H \\ 0 & V_r & 0 & -Y_{12}(s_M) \cdot H \\ 0 & 0 & V_r & -Y_{22}(s_M) \cdot H \\ & & 0 & \end{bmatrix} & 0 & 0 \\ & \ddots & 0 \\ & 0 & P_N \begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 & -Y_{11}(s_M) \cdot H \\ 0 & V_r & 0 & -Y_{12}(s_M) \cdot H \\ 0 & 0 & V_r & -Y_{22}(s_M) \cdot H \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \begin{bmatrix} b_{11(k)} \\ b_{12(k)} \\ b_{22(k)} \\ a_{(k)} \end{bmatrix} \\ \vdots \\ P_N \begin{bmatrix} b_{11(k)} \\ b_{12(k)} \\ b_{22(k)} \\ a_{(k)} \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 \begin{bmatrix} Y_{11}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{12}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{22}(s_M) \cdot s_M^4 \\ \vdots \end{bmatrix} \\ \vdots \\ P_N \begin{bmatrix} Y_{11}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{12}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{22}(s_M) \cdot s_M^4 \end{bmatrix} \end{bmatrix}. \quad (2.44)$$

Onde N é o número de pontos de polarização dos dados fornecidos.

A solução do sistema de equações em (2.44) é obtida pela Técnica dos Mínimos Quadrados após ser feita a separação dos termos da matriz da EQUAÇÃO (2.37) em partes real e imaginária conforme mostra a EQUAÇÃO (2.45). Essa separação tem o objetivo de tornar os coeficientes do sistema de equações números não complexos

$$\begin{bmatrix} Re \begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 & -Y_{11}(s_M) \cdot H \\ 0 & V_r & 0 & -Y_{12}(s_M) \cdot H \\ 0 & 0 & V_r & -Y_{22}(s_M) \cdot H \end{bmatrix} \\ Im \begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 & -Y_{11}(s_M) \cdot H \\ 0 & V_r & 0 & -Y_{12}(s_M) \cdot H \\ 0 & 0 & V_r & -Y_{22}(s_M) \cdot H \end{bmatrix} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_{11(k)} \\ b_{12(k)} \\ b_{22(k)} \\ a_{(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Re \begin{bmatrix} Y_{11}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{12}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{22}(s_M) \cdot s_M^4 \end{bmatrix} \\ Im \begin{bmatrix} Y_{11}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{12}(s_M) \cdot s_M^4 \\ Y_{22}(s_M) \cdot s_M^4 \end{bmatrix} \end{bmatrix}. \quad (2.45)$$

2.3.2 Determinação dos elementos paralelos do modelo

A determinação dos elementos paralelos é feita aplicando a equação abaixo em (2.32):

podem ser estimados utilizando os parâmetros Z_{11} , Z_{12} e Z_{22} através da equação abaixo:

$$\begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 \\ 0 & V_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & V_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} b_{11}(k) \\ b_{12}(k) \\ b_{22}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \\ Z_{12}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \\ Z_{22}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \end{bmatrix} \quad (2.56)$$

onde V_r e V_{rr} são matrizes do tipo Vandermonde definidas por:

$$V_r = \begin{bmatrix} s_1^3 & s_1^2 & s_1^1 & s_1^0 \\ s_2^3 & s_2^2 & s_2^1 & s_2^0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ s_M^3 & s_M^2 & s_M^1 & s_M^0 \end{bmatrix}, \quad (2.57)$$

$$V_{rr} = \begin{bmatrix} s_1^3 & s_1^2 & s_1^1 \\ s_2^3 & s_2^2 & s_2^1 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ s_M^3 & s_M^2 & s_M^1 \end{bmatrix}. \quad (2.58)$$

E $b_{11}(k)$, $b_{12}(k)$ e $b_{22}(k)$ são respectivamente:

$$b_{11}(k) = [b_{11(3)} \quad b_{11(2)} \quad b_{11(1)} \quad b_{11(0)}]^T, \quad (2.59)$$

$$b_{12}(k) = [b_{12(3)} \quad b_{12(2)} \quad b_{12(1)} \quad b_{12(0)}]^T, \quad (2.60)$$

$$b_{22}(k) = [b_{22(3)} \quad b_{22(2)} \quad b_{22(1)} \quad b_{22(0)}]^T, \quad (2.61)$$

e Z_{11} , Z_{12} e Z_{22} são matrizes diagonais com seus valores calculados em suas respectivas diagonais principais.

Como já foi mencionado, os fabricantes de transistores frequentemente fornecem em seus *datasheets* dados dos parâmetros S em mais de um ponto de polarização. A extração dos elementos intrínsecos e extrínsecos é feita utilizando os dados de todos os pontos de polarização fornecidos. Para isso, é necessário realizar a seguinte modificação no sistema de equações:

$$\begin{bmatrix} P_1 \left\{ \begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 \\ 0 & V_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & V_{rr} \end{bmatrix} \right. & 0 & 0 \\ & \ddots & 0 \\ & 0 & P_N \left\{ \begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 \\ 0 & V_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & V_{rr} \end{bmatrix} \right. \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \begin{Bmatrix} b_{11}(k) \\ b_{12}(k) \\ b_{22}(k) \end{Bmatrix} \\ \vdots \\ P_N \begin{Bmatrix} b_{11}(k) \\ b_{12}(k) \\ b_{22}(k) \end{Bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1 \begin{Bmatrix} Z_{11}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \\ Z_{12}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \\ Z_{22}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \end{Bmatrix} \\ \vdots \\ P_N \begin{Bmatrix} Z_{11}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \\ Z_{12}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \\ Z_{22}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \end{Bmatrix} \end{bmatrix}, \quad (2.62)$$

onde N é o número de pontos de polarização dos dados fornecidos.

Com os valores de R_s e L_s calculados, é possível determinar os elementos G_m e C_m através do parâmetro Z_{21} e fazer com que a se torne uma incógnita também conforme está mostrado em:

$$[V_{r21}] \cdot [b_{21}] = [(Z_{21}(s_M) - R_s) \cdot s_M^2 - L_s \cdot s_M^3]. \quad (2.63)$$

Onde:

$$b_{21} = [a \quad b_{21(1)} \quad b_{21(0)}]^T, \quad (2.64)$$

$$V_{r21} = \begin{bmatrix} -Z_{21}(s_1) \cdot s_1 & s_1^1 & s_1^0 \\ -Z_{21}(s_2) \cdot s_2 & s_2^1 & s_2^0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ -Z_{21}(s_M) \cdot s_M & s_M^1 & s_M^0 \end{bmatrix}, \quad (2.65)$$

e Z_{21} é uma matriz diagonal com seu valor calculado em sua respectiva diagonal principal.

De modo semelhante ao realizado na Seção 2.3.2, a expressão para todos os pontos de polarização é:

$$\begin{bmatrix} P_1\{V_{r21}\} \\ \vdots \\ P_N\{V_{r21}\} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1\{b_{21}\} \\ \vdots \\ P_N\{b_{21}\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_1\{[(Z_{21}(s_M) - R_s) \cdot s_M^2 - L_s \cdot s_M^3]\} \\ \vdots \\ P_N\{[(Z_{21}(s_M) - R_s) \cdot s_M^2 - L_s \cdot s_M^3]\} \end{bmatrix}. \quad (2.66)$$

As soluções dos sistemas de equações em (2.62) e (2.66) é obtido após ser feita a separação dos termos da matriz em parte real e imaginária conforme foi feito na EQUAÇÃO (2.45). Essa separação tem o objetivo de tornar os coeficientes do sistema de equações números não complexos.

Algumas considerações importantes devem ser feitas nesta etapa do processo:

- Conforme foi realizado para os parâmetros paralelos, os parâmetros extrínsecos (L_g , L_d , L_s , R_g , R_d e R_s) são calculados considerando todos os pontos de polarização fornecidos pelo fabricante do transistor.
- Os parâmetros intrínsecos (G_{ds} , G_m , C_{gd} , C_{gs} , C_{ds} , e C_m) são calculados para cada ponto de polarização. Isso é feito para ser possível realizar a modelagem desses parâmetros conforme é proposto neste trabalho.
- O coeficiente a é uma função não linear que relaciona as variáveis intrínsecas e depende das características do ponto de polarização. Como o valor de a é inicialmente desconhecido, foi adotado o valor zero para a primeira iteração. Após isso, são calculados todos os parâmetros intrínsecos, extrínsecos e paralelos do modelo de SSEC e com isso são calculados duas novas variáveis a , o a_1 através da EQUAÇÃO (2.26) e o a_2 através de Z_{21} descrita na EQUAÇÃO (2.66). Como o coeficiente a é função das variáveis intrínsecas, são calculados a_1 e a_2 para cada ponto de polarização e através das equações mencionadas. A segunda iteração é realizada utilizando o a_1 calculado através da EQUAÇÃO (2.26) ou o a_2 da EQUAÇÃO (2.66). É

escolhido o a_2 para realizar as iterações seguintes. Essa escolha é feita pois resulta em um número reduzido de iterações e melhores resultados em termos de convergência.

2.3.4 Determinação dos elementos intrínsecos e extrínsecos do modelo

A determinação dos elementos intrínsecos e extrínsecos é realizada aplicando as EQUAÇÕES (2.67) A (2.70) na EQUAÇÃO (2.25).

$$L_{ij} = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{Z_{ij}}{s} = b_{ij(3)}, \quad (2.67)$$

$$R_{ij} = \lim_{s \rightarrow \infty} (Z_{ij} - s \cdot L_{ij}) = b_{ij(2)} - a \cdot b_{ij(3)}, \quad (2.68)$$

$$\bar{C}_{ij} = \lim_{s \rightarrow \infty} s \cdot (Z_{ij} - s \cdot L_{ij} - R_{ij}) = b_{ij(1)} - a \cdot b_{ij(2)} + a^2 \cdot b_{ij(3)}, \quad (2.69)$$

$$\bar{G}_{ij} = b_{ij(0)}. \quad (2.70)$$

O que resulta nas expressões

$$L_g = L_{11} - L_{21}, \quad (2.71)$$

$$L_d = L_{22} - L_{21}, \quad (2.72)$$

$$L_s = L_{21}, \quad (2.73)$$

$$R_g = R_{11} - R_{21}, \quad (2.74)$$

$$R_d = R_{22} - R_{21}, \quad (2.75)$$

$$R_s = R_{21}, \quad (2.76)$$

$$\bar{C}_{gd} = \bar{C}_{12}, \quad (2.77)$$

$$\bar{C}_{ds} = \bar{C}_{11} - \bar{C}_{12}, \quad (2.78)$$

$$\bar{C}_{gs} = \bar{C}_{22} - \bar{C}_{12}, \quad (2.79)$$

$$\bar{C} = \bar{C}_{21}, \quad (2.80)$$

$$\bar{G}_m = \bar{G}_{21}. \quad (2.81)$$

As EQUAÇÕES (2.67) a (2.81) são reorganizadas na forma matricial, o que resulta nas quatro matrizes abaixo que relacionam todos os coeficientes dos parâmetros intrínsecos e extrínsecos com os parâmetros de impedância Z_{ij} .

$$\begin{bmatrix} b_{11(3)} \\ b_{11(2)} \\ b_{11(1)} \\ b_{11(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ a & 1 & 0 & 0 \\ 0 & a & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_{11} \\ R_{11} \\ \bar{C}_{11} \\ \bar{G}_{11} \end{bmatrix} = M_{11} \cdot c_{11}, \quad (2.82)$$

$$\begin{bmatrix} b_{12(3)} \\ b_{12(2)} \\ b_{12(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ a & 1 & 0 \\ 0 & a & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_{12} \\ R_{12} \\ \bar{C}_{12} \end{bmatrix} = M_{12} \cdot c_{12}, \quad (2.83)$$

$$\begin{bmatrix} a \\ b_{21(1)} \\ b_{21(0)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ s \cdot L_s + R_s & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ \bar{C}_{12} \\ \bar{G}_{12} \end{bmatrix} = M_{21} \cdot c_{21}, \quad (2.84)$$

$$\begin{bmatrix} b_{22(3)} \\ b_{22(2)} \\ b_{22(1)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ a & 1 & 0 \\ 0 & a & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_{22} \\ R_{22} \\ \bar{C}_{22} \end{bmatrix} = M_{22} \cdot c_{22}. \quad (2.85)$$

Então, para os parâmetros de impedância Z_{11} , Z_{12} e Z_{22} das EQUAÇÕES (2.82), (2.83) e (2.84) respectivamente é possível utilizar a seguinte simplificação das matrizes

$$\begin{bmatrix} b_{11(k)} \\ b_{12(k)} \\ b_{22(k)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{11} & 0 & 0 \\ 0 & M_{12} & 0 \\ 0 & 0 & M_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_{11} \\ c_{12} \\ c_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.86)$$

e substituindo (2.86) em (2.56) é possível realizar o cálculo dos elementos G_{ds} , C_{gd} , C_{gs} , C_{ds} , L_g , L_d , L_s , R_g , R_d e R_s

$$\begin{bmatrix} V_r & 0 & 0 \\ 0 & V_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & V_{rr} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} M_{11} & 0 & 0 \\ 0 & M_{12} & 0 \\ 0 & 0 & M_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_{11} \\ c_{12} \\ c_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \\ Z_{12}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \\ Z_{22}(s_M) \cdot (s_M^2 + a \cdot s_M) \end{bmatrix}. \quad (2.87)$$

Do mesmo modo, para os parâmetros de impedância Z_{21} da equação (2.84), é possível fazer a simplificação abaixo:

$$[b_{21(k)}] = [M_{21}] \cdot [c_{21}], \quad (2.88)$$

e substituindo (2.88) em (2.63) é possível realizar o cálculo dos elementos G_m e C_m :

$$[V_{r21}] \cdot [M_{21}] \cdot [c_{21}] = [(Z_{21}(s_M) - R_s) \cdot s_M^2 - L_s \cdot s_M^3]. \quad (2.89)$$

Assim, cada um dos elementos intrínsecos e extrínsecos pode ser calculado através das equações (2.87) e (2.89).

Após calcular os valores dos parâmetros, é realizado o processo de desnormalização

$$\begin{bmatrix} C_{gs} + C_{gd} & -C_{gd} \\ -(C_{gd} + C_m) & C_{ds} + C_{gd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{C}_{ds} + \bar{C}_{gd} & \bar{C}_{gd} \\ \bar{C}_{gd} + \bar{C}_m & \bar{C}_{gs} + \bar{C}_{gd} \end{bmatrix}^{-1}. \quad (2.90)$$

2.3.5 Mínimos quadrados ponderados

O método dos mínimos quadrados é aplicado para realizar a interpolação dos polinômios, os quais possuem dependência da frequência em análise. Por isso, para

reduzir o erro para os pequenos e grandes valores de frequência é utilizado um filtro com janela do tipo Kaiser (OPPENHEIM & SCHAFER, 1989). O número de pontos da janela do filtro é igual ao dobro das amostras de frequência fornecidas nos dados do transistor. Também são atribuídos ao filtro 31 pesos diferentes para atuar na suavidade da sua curva. As FIGURAS 2.7 a 2.9 ilustram de forma adimensional o filtro considerando 40 amostras de frequência e variações de pesos 5, 10 e 20 respectivamente. Após realizar as iterações aplicando todos os pesos do filtro, é escolhido o peso ótimo que produz o melhor resultado de convergência.

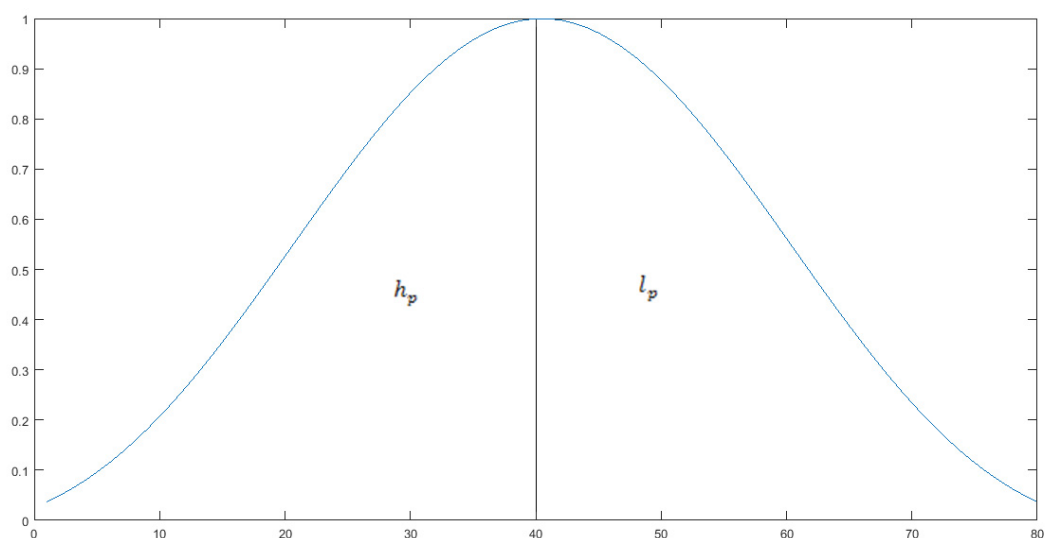


FIGURA 2.7 – Janela de frequência do filtro de Kaiser para peso 5

FONTE: O AUTOR (2019)

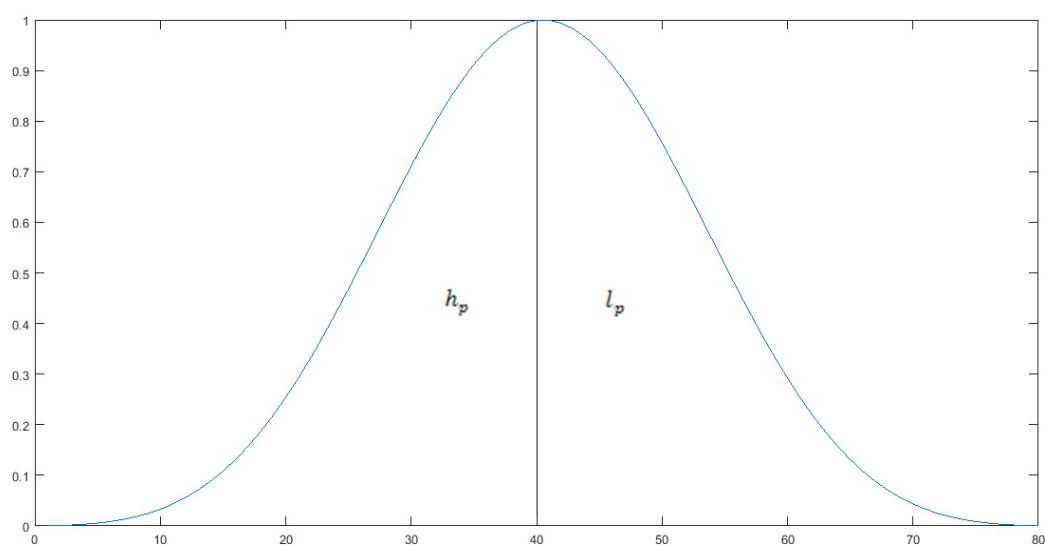


FIGURA 2.8 – Janela de frequência do filtro de Kaiser para peso 10

FONTE: O AUTOR (2019)

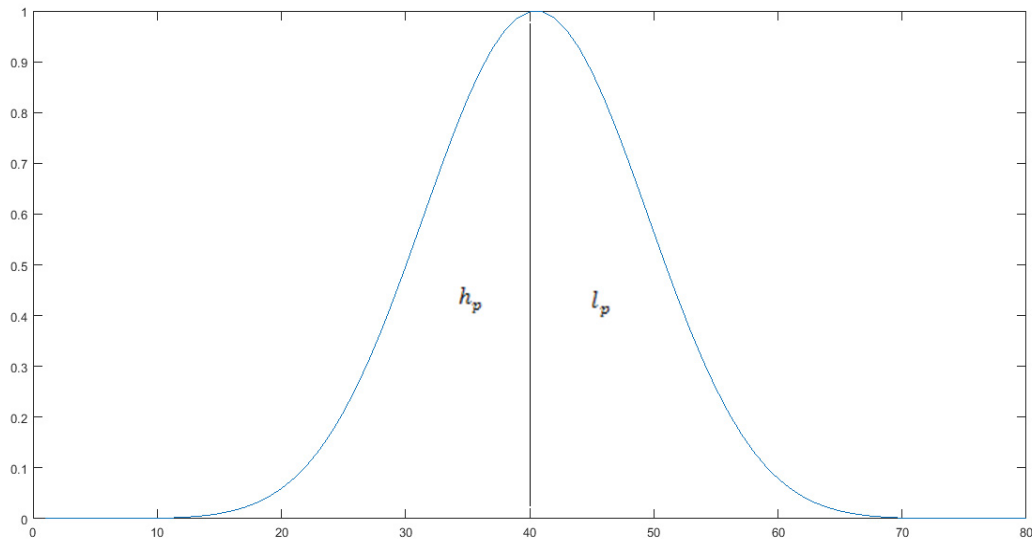


FIGURA 2.9 – Janela de frequência do filtro de Kaiser para peso 20

FONTE: O AUTOR (2019)

A parte do espectro h_p representa um filtro passa-altas aplicado inicialmente para reduzir os erros causados em pequenos valores de frequência durante a extração dos parâmetros paralelos. A parte do espectro l_p representa um filtro passa-baixas, aplicado para reduzir os erros causados em grandes valores de frequência durante a extração dos parâmetro intrínsecos e extrínsecos.

2.3.6 Erro quadrático médio

O erro quadrático médio é calculado através das equações de estado no domínio da frequência, conforme feito por Nypwipwy (2014).

$$s_{(M)}Fx = Ax + Bu, \quad (2.91)$$

$$y = Cx + Du + s_{(M)}Eu, \quad (2.92)$$

onde as matrizes são:

$$F = \begin{bmatrix} L_g + L_s & L_s & 0 & 0 \\ L_s & L_d + L_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & C_{gd} + C_{gs} & -C_{gd} \\ 0 & 0 & -C_m & C_{gd} + C_{ds} \end{bmatrix}, \quad (2.93)$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_g - R_s & -R_s & -1 & 0 \\ -R_s & -R_d - R_s & 0 & -1 \\ 1 & 0 & C_{gd} + C_{gs} & -C_{gd} \\ 0 & 1 & -G_m & -G_{ds} \end{bmatrix}, \quad (2.94)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.95)$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.96)$$

$$D = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.97)$$

$$E = \begin{bmatrix} C_{pgs} + C_{pgd} & -C_{pgd} \\ -C_{pgd} & C_{pds} + C_{pgd} \end{bmatrix}, \quad (2.98)$$

$$u = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix}, \quad (2.99)$$

$$y = \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}. \quad (2.100)$$

Para cada frequência,

$$x = (s_{(M)}F - A)^{-1}Bu, \quad (2.101)$$

portanto, substituindo a EQUAÇÃO (2.101) em (2.92) resulta em:

$$y = [C(s_{(M)}F - A)^{-1}B + D + s_{(M)}E]u, \quad (2.102)$$

o termo entre colchetes é a matriz de admitância geral do sistema. Essa matriz é convertida na matriz de espalhamento calculada $S_{ij(s_M)}^{cal}$ para em seguida ser calculado o erro quadrático médio por comparação com a matriz de espalhamento medida fornecida pelo fabricante $S_{ij(s_M)}^{med}$. O erro quadrático médio é calculado através da equação

$$Erro = \sqrt{\sum_{ij} \sum_{m=1}^M \frac{|S_{ij(s_M)}^{med} - S_{ij(s_M)}^{cal}|^2}{|S_{ij(s_M)}^{med}|}}. \quad (2.103)$$

2.3.7 Simulações do algoritmo de extração de parâmetros do modelo de SSEC

As simulações do método dos mínimos quadrados iterativo para a extração dos parâmetros do modelo de SSEC são realizadas através de um programa utilizando o *software* Matlab. O fluxograma do processo de extração do programa está mostrado na FIGURA 2.10.

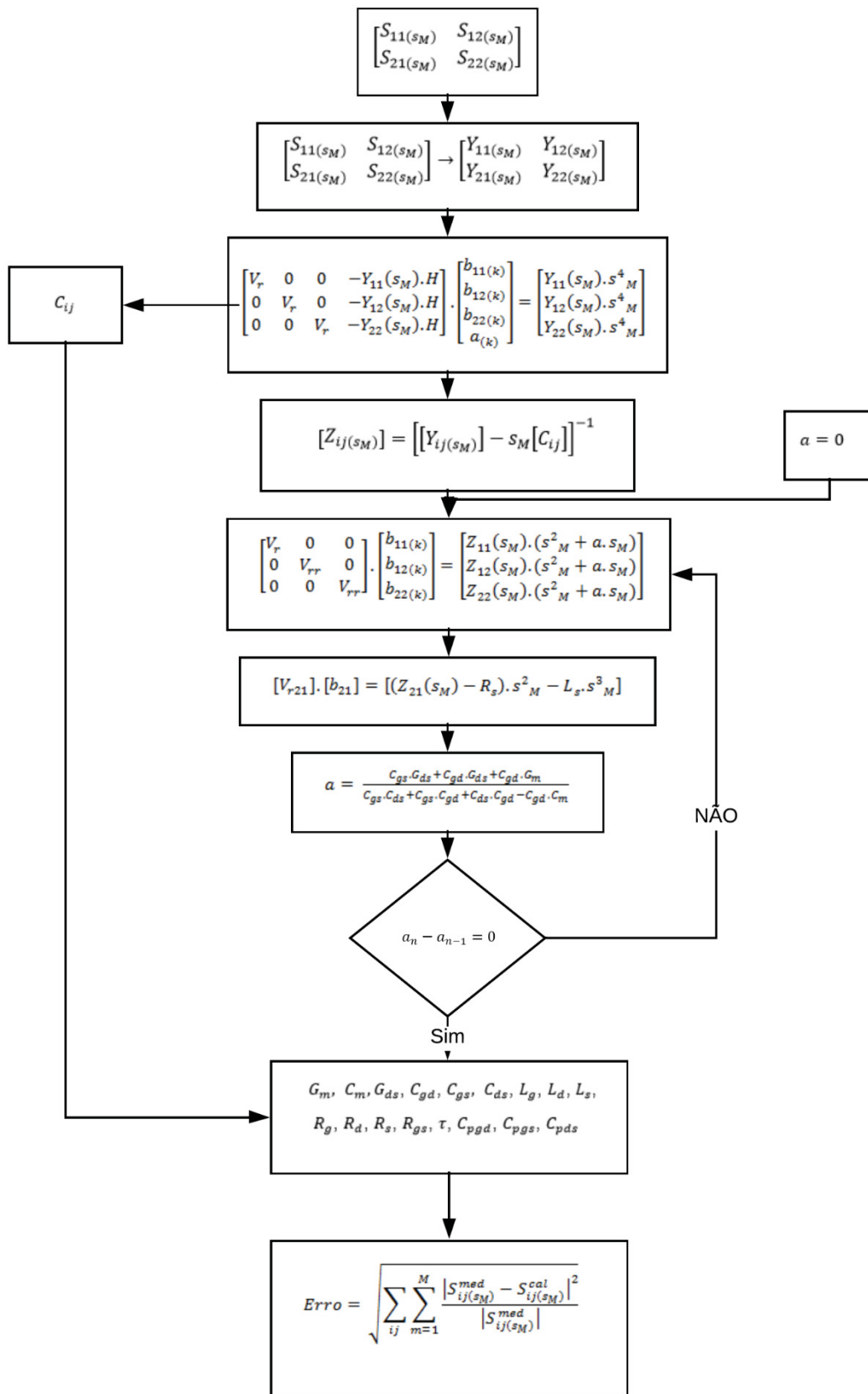


FIGURA 2.10 – Fluxograma do processo de extração do algoritmo

FONTE: O AUTOR (2019)

2.4 RESULTADOS E DISCUSSÃO DA EXTRAÇÃO DOS PARÂMETROS DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO FET

Os resultados da extração dos parâmetros do circuito equivalente do FET através do método dos mínimos quadrados iterativo foram obtidos através da simulação de quatro transistores, sendo dois do tipo HEMT (CGH40010 e FHX04LG) e dois do tipo MESFET (CRF24010 e NE76038). As características desses transistores estão mostradas no QUADRO 2.1.

QUADRO 2.1 – Características dos transistores simulados

Referência do Transistor	Tecnologia do material	Pontos (N) de polarização	Tipo de aplicação	Amostras de parâmetros S	Intervalo de frequência
CGH40010	GaN	3	Potência	41	0,5 a 6 GHz
CRF24010	SiC	2	Potência	40	0,1 a 4 GHz
FHX04LG	GaAs	1	Baixo ruído	18	1 a 18 GHz
NE76038	GaAs	2	Extra baixo ruído	21	0,1 a 18 GHz

Os quatro transistores foram simulados utilizando o algoritmo ilustrado no fluxograma de processo da FIGURA 2.10. Todos convergiram em poucas iterações, por isso em todos foram utilizadas cinco iterações para a realização da simulação. As FIGURAS 2.11 a 2.14 mostram os resultados obtidos através da comparação dos parâmetros S fornecidos pelo fabricante e os calculados através dos parâmetros extraídos do modelo. Foi realizada a comparação dos parâmetros S para todos os pontos de polarização fornecidos pelos *datasheets* e que estão mostrados na QUADRO 2.1. Os demais resultados estão nos APÊNDICES 1 a 4.

Os transistores de potência apresentaram um resultado muito próximo do fornecido pelo fabricante, enquanto os de baixo ruído apresentaram um erro maior de aproximação quando estão operando em altas frequências causado possivelmente pelo efeito das capacitâncias do modelo, pois as mesmas apresentam dependência em relação à frequência.

Os parâmetros de espalhamento que foram comparados são os $|S_{ij}|$ (módulo) e $\angle S_{ij}$ (fase).

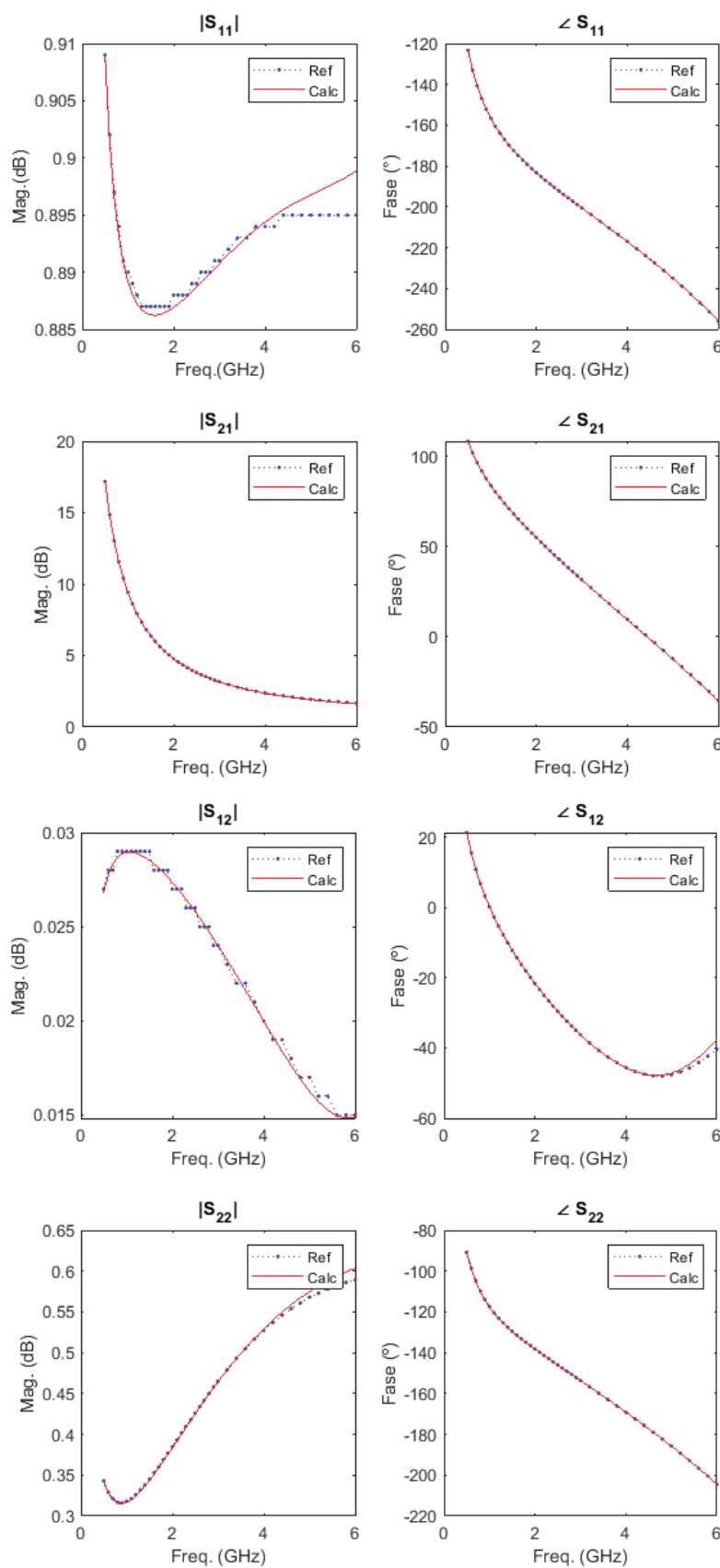


FIGURA 2.11 – Comparação entre parâmetros S calculados e de referência para o transistor CGH40010 no ponto de polarização $I_{ds}=100\text{mA}$ e $V_{ds}=28\text{V}$

FONTE: O AUTOR (2019)

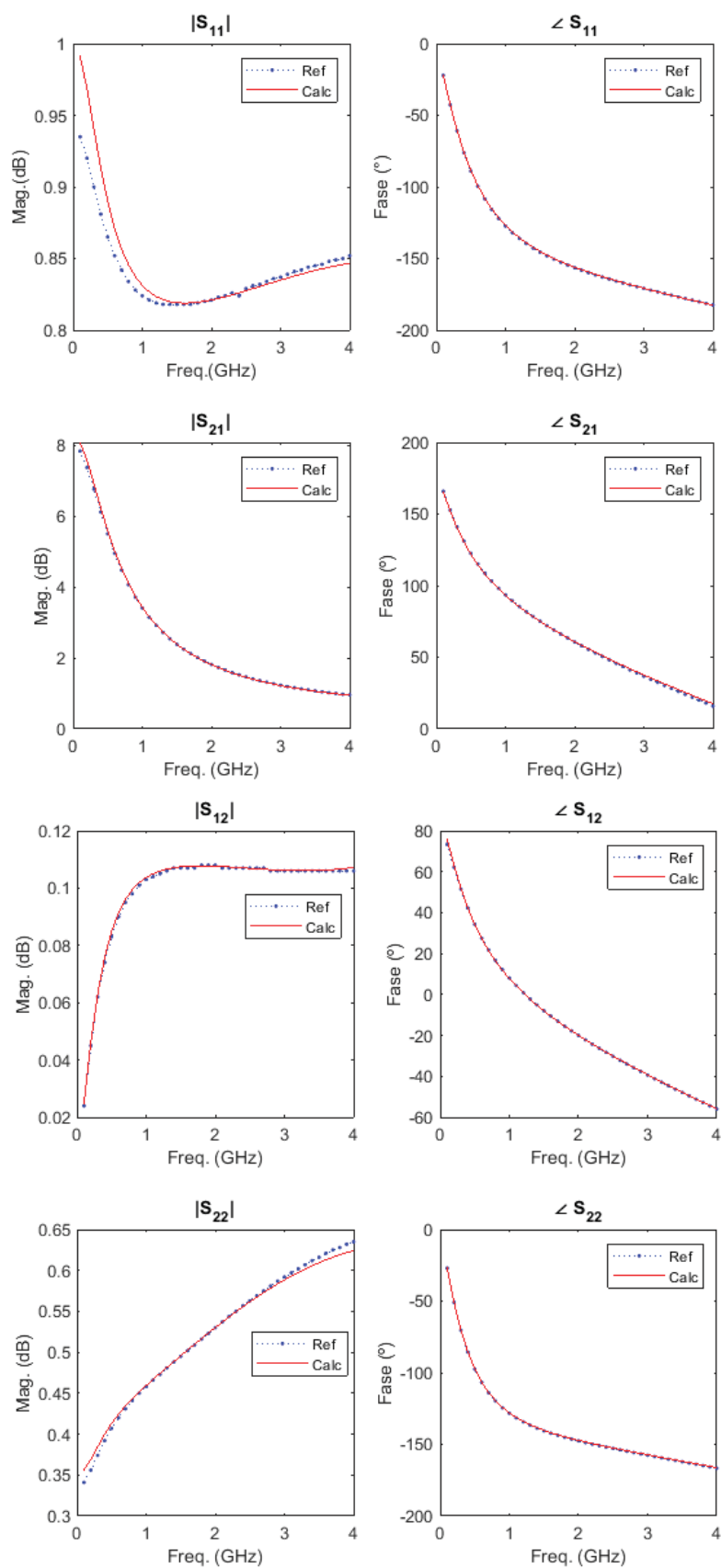


FIGURA 2.12 – Comparação entre parâmetros S calculados e de referência para o transistor CRF24010 no ponto de polarização $I_{ds}=250\text{mA}$ e $V_{ds}=48\text{V}$

FONTE: O AUTOR (2019)

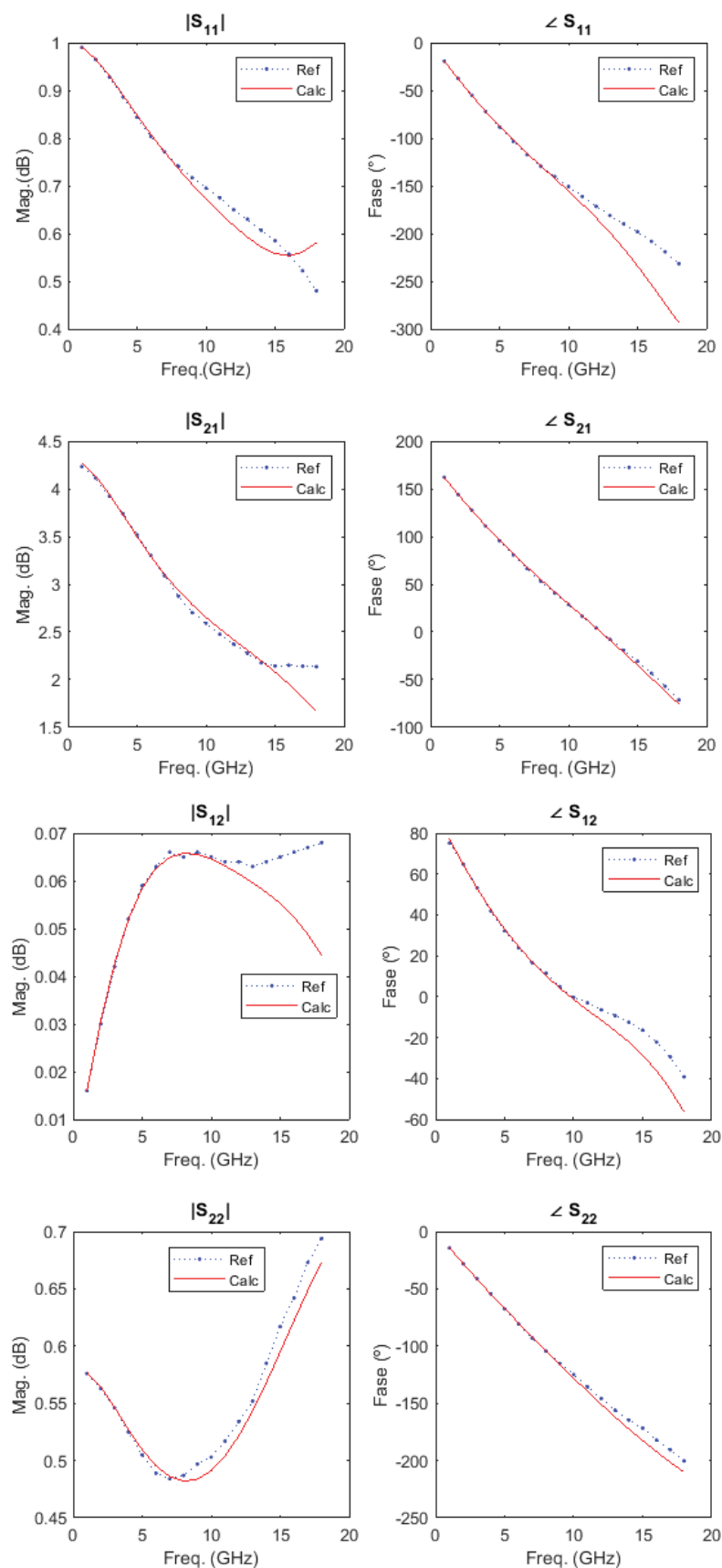


FIGURA 2.13 – Comparação entre parâmetros S calculados e de referência para o transistor FHX04LG no ponto de polarização $I_{ds}=10\text{mA}$ e $V_{ds}=2\text{V}$

FONTE: O AUTOR (2019)

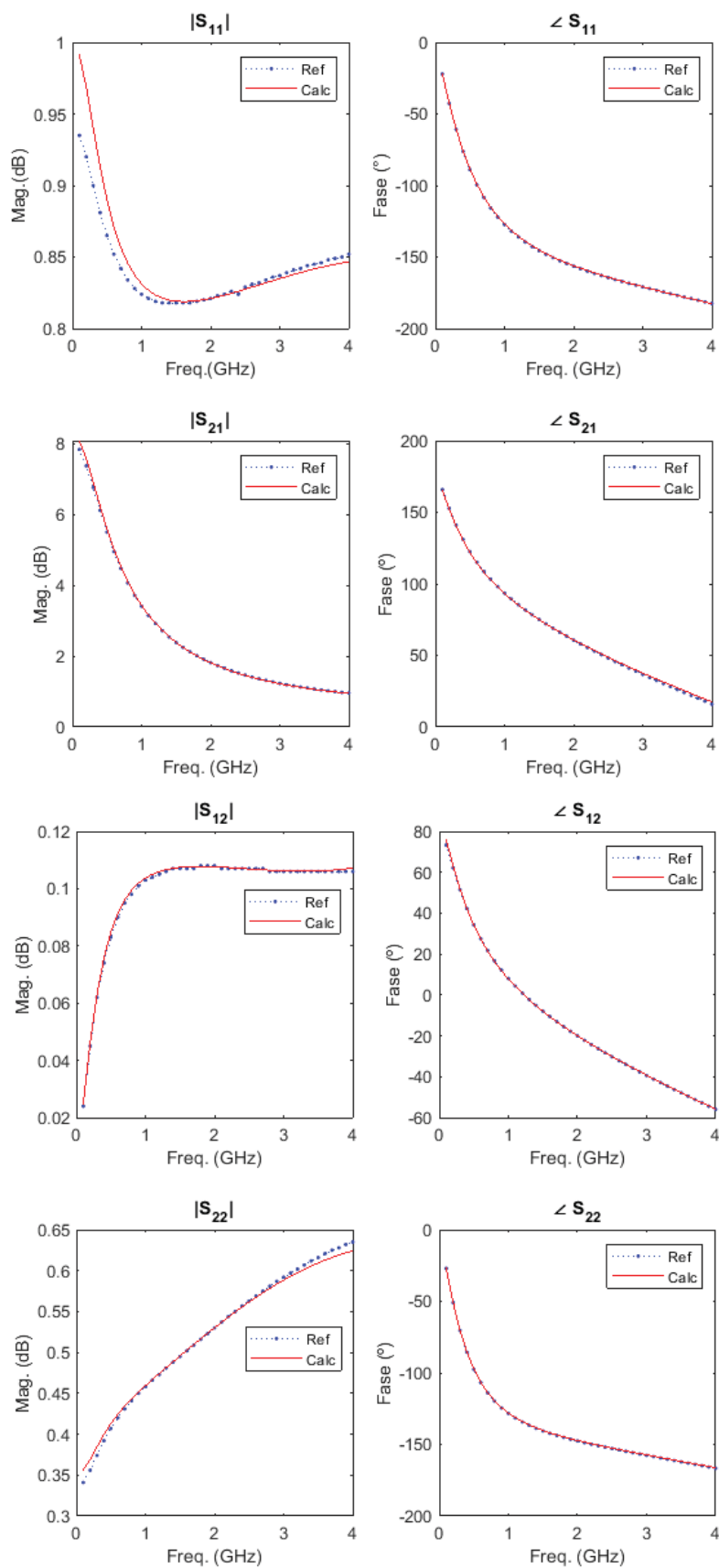


FIGURA 2.14 – Comparação entre parâmetros S calculados e de referência para o transistor NE76038 no ponto de polarização $I_{ds}=250\text{mA}$ e $V_{ds}=48\text{V}$

FONTE: O AUTOR (2019)

Os parâmetros extraídos através da técnica dos mínimos quadrados iterativo utilizados para os cálculos dos parâmetros S das FIGURAS 2.11 a 2.18 e APÊNDICES 1 a 4 estão mostrados nos QUADROS 2.2 a 2.5.

QUADRO 2.2 – Valores dos parâmetros extraídos do transistor CGH40010

Parâmetros	Vds=28V, Ids=100mA	Vds=28V, Ids=200mA	Vds=28V, Ids=300mA	Unidade
Cpgs	0,3532			pF
Cpds	0,3412			pF
Cpgd	0,0002			pF
Lg	0,7606			nH
Ld	0,7370			nH
Ls	0,0202			nH
Rg	0,6888			Ω
Rd	0,5041			Ω
Rs	0,0002			Ω
Cgs	6,2289	7.0729	7.7273	pF
Cds	0,9866	0.9826	0.9781	pF
Cgd	0,2341	0.2360	0.2433	pF
Cm	2,1122	2.7976	3.3139	pF
Gds	0,0064	0,0088	0,0106	S
Gm	0,4687	0,6118	0,7093	S
Erro	2,8284			%

FONTE: O AUTOR (2019)

QUADRO 2.3 – Valores dos parâmetros extraídos do transistor CRF24010

Parâmetros	Vds=48V, Ids=250mA	Vds=48V, Ids=500mA	Unidade
Cpgs	0,6730		pF
Cpds	0,7076		pF
Cpgd	0,0420		pF
Lg	0,4856		nH
Ld	0,4689		nH
Ls	0,0058		nH
Rg	0,5279		Ω
Rd	3,5729		Ω
Rs	0,8276		Ω
Cgs	2,4994	2,8691	pF
Cds	1,1824	1,2356	pF
Cgd	0,5492	0,5226	pF
Cm	0,9075	0,7902	pF
Gds	0,0011	0,0013	S
Gm	0,1428	0,1889	S
Erro	2,0004		%

FONTE: O AUTOR (2019)

QUADRO 2.4 – Valores dos parâmetros extraídos do transistor FHX04LG

Parâmetros	Vds=2V, Ids=10mA	Unidade
Cpgs	0,1250	pF
Cpds	0	pF
Cpgd	0,0102	pF
Lg	0,4997	nH
Ld	0,3309	nH
Ls	0,0180	nH
Rg	8,0455	Ω
Rd	2,7464	Ω
Rs	1,6382	Ω
Cgs	0,3367	pF
Cds	0,2902	pF
Cgd	0,0199	pF
Cm	0,3657	pF
Gds	0,0059	S
Gm	0,0615	S
Erro	2,3453	%

FONTE: O AUTOR (2019)

QUADRO 2.5 – Valores dos parâmetros extraídos do transistor NE76038

Parâmetros	Vds=48V, Ids=250mA	Vds=48V, Ids=500mA	Unidade
Cpgs	0,6730		pF
Cpds	0,7076		pF
Cpgd	0,0420		pF
Lg	0,4856		nH
Ld	0,4689		nH
Ls	0,0058		nH
Rg	0,5279		Ω
Rd	3,5729		Ω
Rs	0,8276		Ω
Cgs	2,4994	2,8691	pF
Cds	1,1824	1,2356	pF
Cgd	0,5492	0,5226	pF
Cm	0,9075	0,7902	pF
Gds	0,0011	0,0013	S
Gm	0,1428	0,1889	S
Erro	2,0004		%

FONTE: O AUTOR (2019)

A metodologia aplicada neste trabalho para a extração de parâmetros do modelo de circuito equivalente de pequenos sinais de transistores de efeito de campo e a determinação dos parâmetros através do método dos mínimos quadrados iterativo obteve uma faixa de erro aceitável quando comparado com outros trabalhos semelhantes como, por exemplo, Nypwipwy (2014) e Dambrine, Cappy, Heliodore, Playez (1988). Conforme mostrado na comparação dos resultados dos parâmetros S nas FIGURAS 2.11 a 2.14 e APÊNDICES 1 a 4, e convergiu de forma rápida. Em todos os casos o erro dos valores extraídos foi baixo na ordem de 2% conforme é visto nos quadros acima.

3 MODELAGEM NÃO LINEAR DO CIRCUITO EQUIVALENTE DO FET DE GRANDES SINAIS

A modelagem não linear do circuito equivalente de grandes sinais do FET é feita utilizando como base o circuito da FIGURA 3.1. Neste circuito, são considerados alguns elementos não lineares: a fonte de corrente I_{ds} , o diodo D_1 e as capacitâncias intrínsecas C_{gs} , C_{gd} , e C_{ds} .

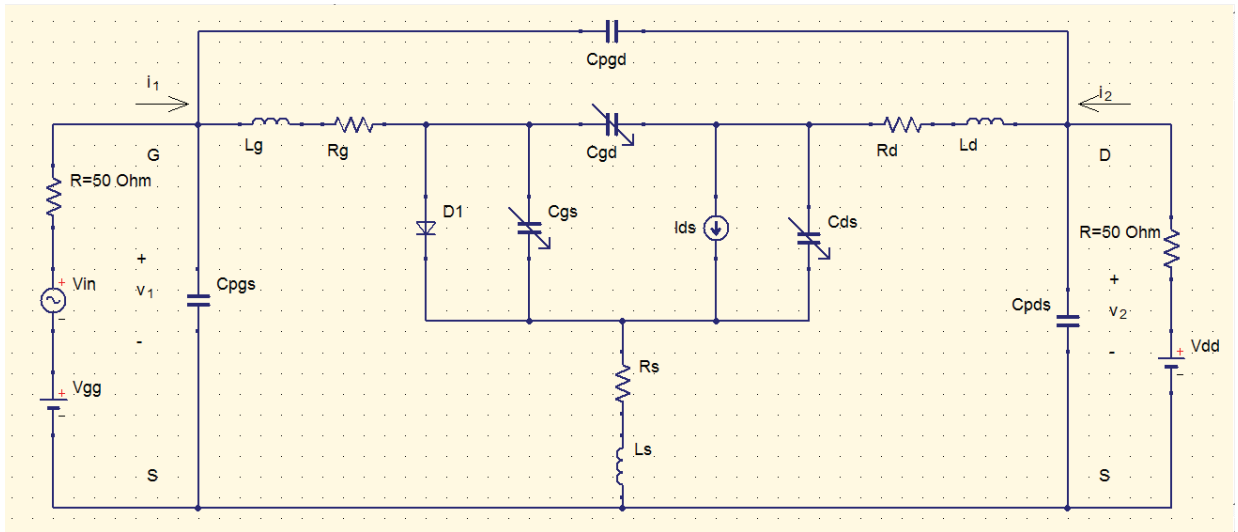


FIGURA 3.1 – Modelo do circuito equivalente de grandes sinais do FET

FONTE: O AUTOR (2019)

A modelagem do comportamento não linear da fonte de corrente é realizada através da equação de Curtice, apresentada por Curtice & Ettenberg (1985) adaptada ao modelo de RF, e das capacitâncias intrínsecas através de equações pré-definidas da junção Schottky de forma semelhante ao que foi feito por Marcondes, Souza, Artuzi e Bonfim (2009).

3.1 MODELAGEM DA JUNÇÃO SCHOTTKY

A modelagem não linear das capacitâncias intrínsecas é realizada através de uma capacitância de junção Schottky ajustando as EQUAÇÕES (3.1) e (3.2) para C_{gs} e as EQUAÇÕES (3.3) e (3.4) para C_{ds} e C_{gd} respectivamente.

$$I_D = K'_n \cdot \frac{W}{L} \cdot \left(\frac{V_{gs} - V_t}{2} \right)^2, \quad (3.1)$$

$$C_{gs} = C_{gs0} \cdot \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_j}\right)^{\frac{1}{\mu}}, \quad (3.2)$$

$$C_{ds} = C_{ds0} \cdot \left(1 - \frac{v_{ds}}{V_j}\right)^{\frac{1}{\mu}}, \quad (3.3)$$

$$C_{gd} = C_{gd0} \cdot \left(1 - \frac{v_{gd}}{V_j}\right)^{\frac{1}{\mu}}, \quad (3.4)$$

onde K'_n , W e L são parâmetros construtivos do transistor, V_t é a tensão de limiar da porta, C_{gs0} , C_{ds0} e C_{gd0} são os valores de capacitância quando a tensão sobre eles é igual a zero, V_j e μ são os parâmetros ajustados da equação.

Para a transcapacitância C_m é realizado um ajuste linear uma vez que o valor de τ é praticamente constante na equação:

$$C_m = \tau \cdot G_m + \beta. \quad (3.5)$$

As cargas Q_{gs} , Q_{ds} e Q_{gd} associadas as suas respectivas capacitâncias podem ser calculadas através da expressão

$$Q = \int C \, dV + k, \quad (3.6)$$

onde a constante k pode ser definida quando $V=0$.

Substituindo as EQUAÇÕES (3.2) a (3.5) em (3.6) e resolvendo a integral para $V=0$, é possível encontrar as novas equações para a cargas Q_{gs} , Q_{ds} , Q_{gd} e Q_m

$$Q_{gs} = -\frac{V_j \cdot C_{gs0}}{\left(\frac{1}{\mu} + 1\right)} \cdot \left(1 - \frac{v_{gs}}{V_j}\right)^{\frac{1}{\mu} + 1} + K_{gs}, \quad (3.7)$$

$$Q_{ds} = -\frac{V_j \cdot C_{ds0}}{\left(\frac{1}{\mu} + 1\right)} \cdot \left(1 - \frac{v_{ds}}{V_j}\right)^{\frac{1}{\mu} + 1} + K_{ds}, \quad (3.8)$$

$$Q_{gd} = -\frac{V_j \cdot C_{gd0}}{\left(\frac{1}{\mu} + 1\right)} \cdot \left(1 - \frac{v_{gd}}{V_j}\right)^{\frac{1}{\mu} + 1} + K_{gd}, \quad (3.9)$$

$$Q_m = \tau \cdot I_{ds}(v_{gs}) + \beta \cdot v_{gs}, \quad (3.10)$$

onde K_{gs} , K_{ds} e K_{gd} são constantes e o seus valores determinados quando v_{gs} , v_{ds} e v_{gd} são iguais zero.

O diodo D_1 é acrescentado ao modelo de grandes sinais unicamente para evitar que surjam tensões positivas em v_{gs} , ou seja, funciona como um limitador de tensão. A sua modelagem é feita através da corrente I_{gs} que flui através da junção Schottky

$$I_{gs} = I_s \cdot (e^{\frac{v_{gs}}{V_T}} - 1), \quad (3.11)$$

onde I_s é a corrente de saturação inversa e V_T é a tensão equivalente de temperatura.

3.2 MODELAGEM DA FONTE DE CORRENTE

A modelagem da fonte de corrente é realizada utilizando a equação de dreno do modelo FET Curtice-Ettenberg (tradicionalmente conhecido como modelo Curtice) (CURTICE & ETTEMBERG, 1985). Desde a sua elaboração ele tem sido usado extensivamente para a maioria dos tipos de projetos de circuitos de micro-ondas. O modelo, com as suas variações, foi implementado em praticamente todos os simuladores de circuito. A corrente de dreno (I_{ds}) é fornecida pela equação

$$I_{ds}(v_{gs}, v_{ds}) = (A_0 + A_1 \cdot V_1 + A_2 \cdot V_1^2 + A_3 \cdot V_1^3) \cdot \tanh(\gamma \cdot v_{ds}) \cdot (1 + \lambda \cdot v_{ds}), \quad (3.12)$$

onde

$$V_1 = v_{gs}(t - \tau) \cdot (1 + \beta \cdot (v_{ds0} - v_{ds})). \quad (3.13)$$

Nas EQUAÇÕES (3.12) e (3.13) v_{gs} e v_{ds} são as tensões internas de porta e dreno, ou seja, não incluindo as quedas de tensão nas resistências do gate, dreno e fonte, a tensão v_{ds0} é a tensão em que os coeficientes A_n do polinômio são determinados, β é uma constante, τ é o atraso de tempo entre a porta e o dreno, γ e λ são constantes. Considerando β igual a zero, modelos para FET's de sinal pequeno devem ter essa simplificação, e o tempo de atraso τ já está embutido na transcapacitância C_m descrita no capítulo 2, é possível reescrever a EQUAÇÃO (3.12) como

$$I_d = f_g(v_{gs}) \cdot f_d(v_{ds}), \quad (3.14)$$

onde

$$f_g(v_{gs}) = A_0 + A_1 \cdot v_{gs} + A_2 \cdot v_{gs}^2 + A_3 \cdot v_{gs}^3, \quad (3.15)$$

e

$$f_d(v_{ds}) = \tanh(\gamma \cdot v_{ds}) \cdot (1 + \lambda \cdot v_{ds}). \quad (3.16)$$

Esta é uma expressão conveniente, pois permite separar os efeitos da porta e dreno e determinar as suas características facilmente. Também é possível ver claramente o efeito das duas funções. A função $f_g(v_{gs})$ é simplesmente um polinômio cúbico, que deve ser fácil para ajustar-se a qualquer conjunto de dados medidos de variação suave e $f_d(v_{ds})$ é uma função tangente hiperbólica. O termo restante, $1 + \lambda$ representa a resistência de dreno à fonte. No caso de $f_d(v_{ds})$ existem apenas dois parâmetros para ajustar a característica I/V do dreno, que são as constantes γ e λ , e estes têm efeitos muito diferentes. Conforme é mostrado no exemplo da FIGURA 3.6, λ ajusta a inclinação da curva enquanto γ ajusta a localização do “joelho”.

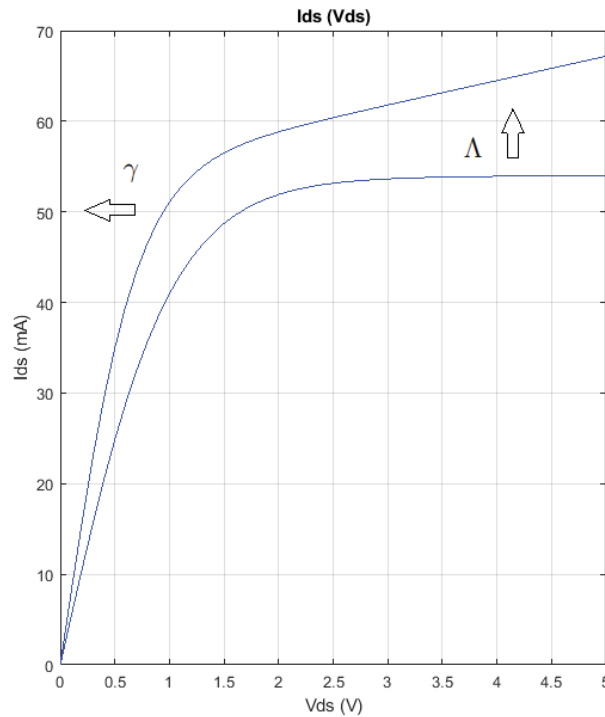


FIGURA 3.2 – Exemplo da curva $f_d(V_{ds})$ com as suas características de ajuste. Um aumento de γ move o “joelho” da curva e aumento de λ inclina a curva de saturação da corrente

FONTE: O AUTOR (2019)

Uma dificuldade que a equação da corrente de dreno do modelo de Curtice possui é que o polinômio cúbico não garante que I_{ds} seja igual a zero para $v_{gs} = V_t$, além disso é impossível para um polinômio cúbico permanecer em zero quando $v_{gs} < V_t$. Outro problema é que mesmo se forçar $f_g(v_{gs})$ a ser zero em $v_{gs} = V_t$ não é possível garantir que a transcondutância G_m também seja zero em $v_{gs} = V_t$. Este é um problema sério, pois a simulação indicaria que o dispositivo poderia amplificar em uma região em que os FET's reais não o fazem. Por isso, é necessário garantir que ambos, G_m e I_{ds} , sejam iguais a zero em $v_{gs} = V_t$. Esse problema foi reconhecido por Curtice & Ettenberg (1985), porém nenhuma solução foi apresentada. O problema não é difícil de ser resolvido. A solução deve atender aos quatro requisitos básicos abaixo:

1. $I_{ds} = 0$ para $v_{gs} = V_t$;
2. $G_m = 0$ para $v_{gs} = V_t$;
3. $I_{ds} = 0$ para $v_{gs} < V_t$;
4. $\frac{dG_m}{dv_{gs}} = 0$ para $v_{gs} = V_t$.

Aplicando a primeira condição na equação da corrente de dreno em (3.12) é possível encontrar a nova equação

$$A_0 + A_1 \cdot V_t + A_2 \cdot V_t^2 + A_3 \cdot V_t^3 = 0. \quad (3.17)$$

Antes de aplicar a segunda condição é necessário fazer a derivada da função da corrente em função de v_{gs} o que resulta em

$$G_m = (A_1 + 2 \cdot A_2 \cdot V_{gs} + 3 \cdot A_3 \cdot V_{gs}^2) \cdot \tanh(\gamma \cdot V_{ds}) \cdot (1 + \lambda \cdot V_{ds}), \quad (3.18)$$

e então aplicar a segunda condição em (3.18) e encontrar a nova equação

$$A_1 + 2 \cdot A_2 \cdot V_t + 3 \cdot A_3 \cdot V_t^2 = 0. \quad (3.19)$$

A terceira condição é aplicada durante as simulações no Capítulo 4 capítulo e para aplicar a quarta condição é necessário fazer primeiro a derivada de G_m em função de v_{gs} o que resulta em

$$\frac{dG_m}{dv_{gs}} = 2 \cdot A_2 + 6 \cdot A_3 \cdot v_{gs}, \quad (3.20)$$

E então aplicar a quarta condição em (3.20) resultando em

$$2 \cdot A_2 + 6 \cdot A_3 \cdot V_t = 0. \quad (3.21)$$

Considerando que a extração dos parâmetros do modelo de SSEC do FET no Capítulo 2 foi feita para todos os pontos de polarização, ou seja, existe um G_m para cada ponto de polarização fornecido no *datasheet* do fabricante, então é possível reescrever a EQUAÇÃO (3.18) como

$$G_{m(N)} = (A_1 + 2 \cdot A_2 \cdot v_{gs(N)} + 3 \cdot A_3 \cdot v_{gs(N)}^2) \cdot \tanh(\gamma \cdot v_{ds(N)}) \cdot (1 + \lambda \cdot v_{ds(N)}), \quad (3.22)$$

onde N é o número de pontos de polarização fornecidos.

Para transistores com dois ou mais pontos de polarização e utilizando as EQUAÇÕES (3.17), (3.19), (3.21) e (3.22) é possível criar o sistema de equações lineares abaixo para encontrar os coeficientes A_n .

$$\begin{bmatrix} 1 & V_t & V_t^2 & V_t^3 \\ 0 & 1 & 2 \cdot V_t & 3 \cdot V_t^2 \\ 0 & 0 & 2 & 6 \cdot V_t \\ 0 & 1 & 2 \cdot v_{gs(N)} & 3 \cdot v_{gs(N)}^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_0 \\ A_1 \\ A_2 \\ A_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{G_{m(N)}}{\tanh(\gamma \cdot v_{ds(N)}) \cdot (1 + \lambda \cdot v_{ds(N)})} \end{bmatrix}, \quad (3.23)$$

onde V_t é fornecido pelo fabricante do transistor. Com os valores dos coeficientes A_n encontrados é possível determinar a equação da corrente de dreno I_{ds} .

3.3 RESULTADOS DA MODELAGEM NÃO LINEAR DO CIRCUITO EQUIVALENTE DE GRANDES SINAIS

O transistor utilizado para a modelagem não linear do circuito equivalente de grandes sinais deste capítulo e também para a análise de potência do Capítulo 4 é o CGH40010, cujo os elementos intrínsecos e extrínsecos foram extraídos no Capítulo 2. Os valores dos parâmetros utilizados para o ajuste da modelagem das capacitâncias intrínsecas estão mostrados na TABELA 3.1

TABELA 3.1 – Valores dos parâmetros ajustados para a modelagem das capacitâncias intrínsecas

Capacitância modelada	V_j (V)	μ -	C_0 (pF)
C_{gs}	-3,9	1	21,8420
C_{ds}	-0,5	1	0,0173
C_{gd}	-43	1	0,82089
C_m	$\tau = 4,9946 \text{ ps}$		$\beta = -0,2288 \text{ pF}$

FONTE: O AUTOR (2019)

As FIGURAS 3.3 a 3.6 mostram os resultados da modelagem das capacitâncias intrínsecas bem como os seus erros percentuais. Os valores calculados são obtidos através do ajuste das EQUAÇÕES (3.2) a (3.5) utilizando os seus respectivos parâmetros ajustados, descritos na TABELA 3.1, enquanto os valores de referência são provenientes dos elementos intrínsecos extraídos do modelo de SSEC através do método dos mínimos quadrados iterativo usando como dados de entradas os parâmetros S fornecido pelo fabricante cujo os resultados já foram mostrados no Capítulo 2.

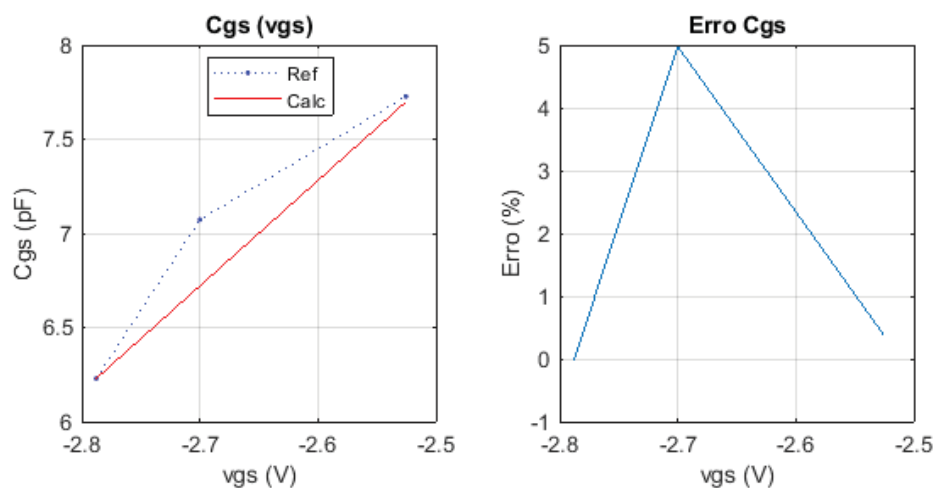


FIGURA 3.3 – Modelagem de C_{gs} em função de v_{gs} e percentual de erro

FONTE: O AUTOR (2019)

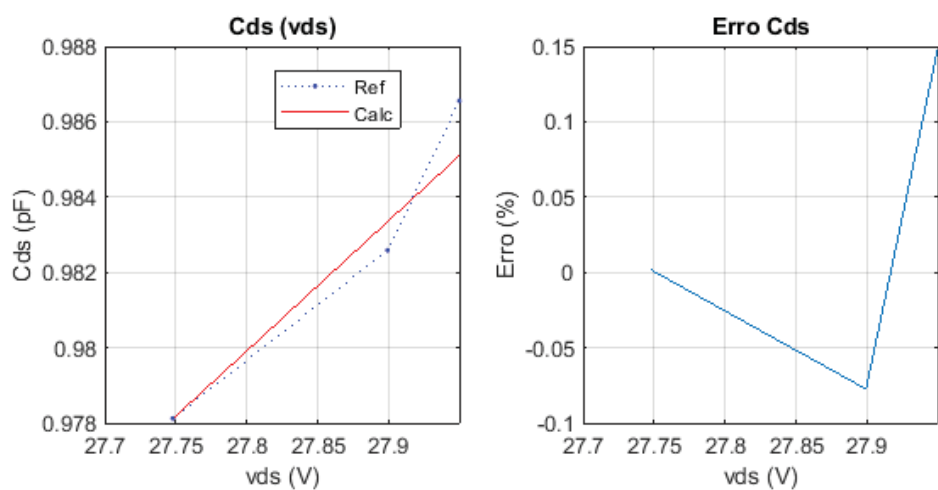


FIGURA 3.4 – Modelagem de C_{ds} em função de v_{ds} e percentual de erro

FONTE: O AUTOR (2019)

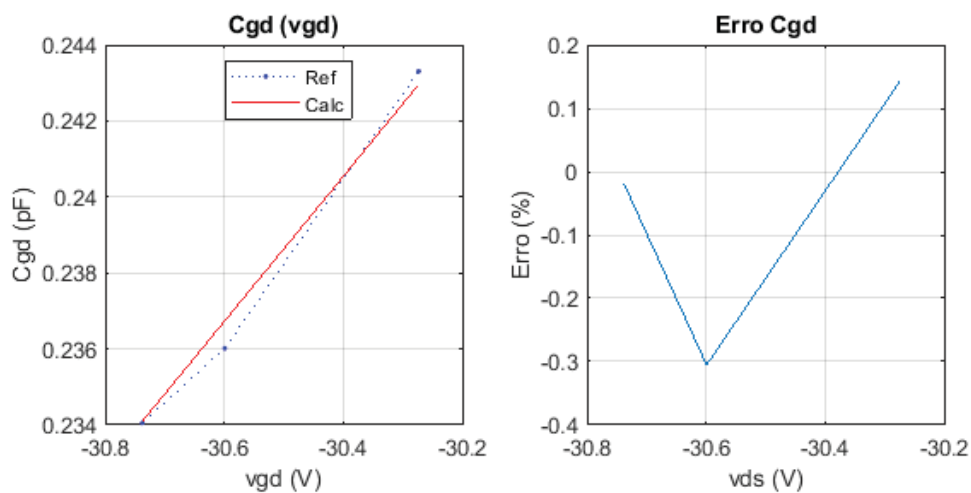


FIGURA 3.5 – Modelagem de C_{gd} em função de v_{gd} e percentual de erro

FONTE: O AUTOR (2019)

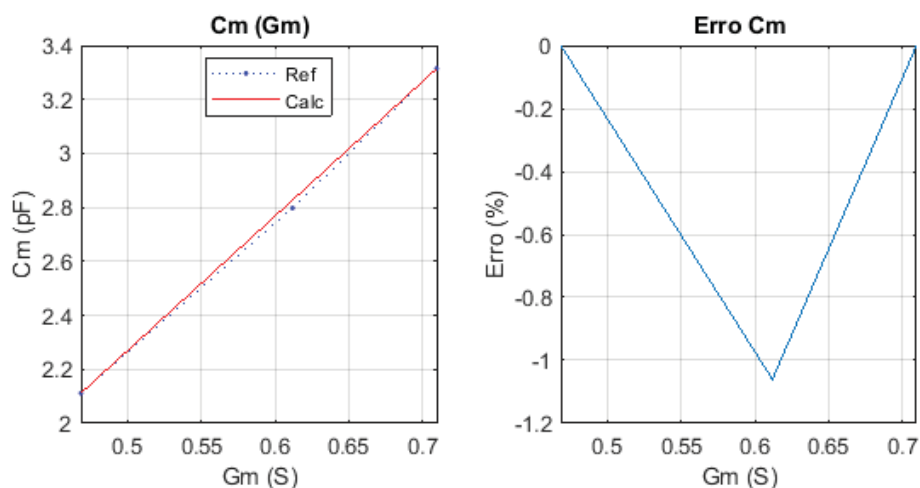


FIGURA 3.6 – Modelagem de C_m em função G_m e percentual de erro

FONTE: O AUTOR (2019)

Os valores dos parâmetros do diodo D_1 utilizados são os mesmos usados por Nypwipwy (2014), onde foram considerados os dados do diodo Schottky MBD101 conforme pode ser visto da TABELA 3.2

TABELA 3.2 – Parâmetros do diodo Schottky MBD101

I_s	V_T
(nA)	(mV)
20	25

FONTE: O AUTOR (2019)

O resultado da modelagem da fonte de corrente de dreno (I_{ds}) é validada comparando os valores de G_m calculados através da EQUAÇÃO (3.18) utilizando os coeficientes A_n encontrados com os valores de referência extraídos do modelo de SSEC. A FIGURA 3.7 mostra a comparação e o erro.

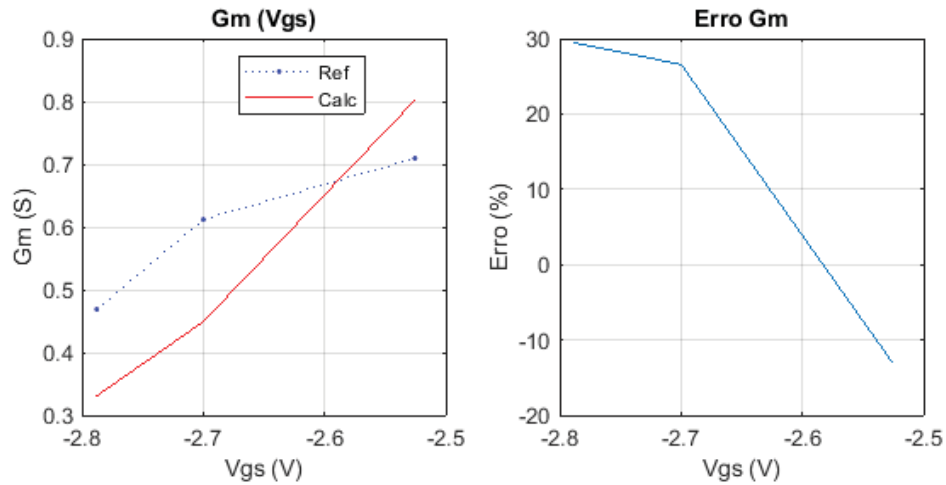


FIGURA 3.7 – Modelagem de G_m em função de v_{gs} e percentual de erro

FONTE: O AUTOR (2019)

A modelagem das capacitâncias intrínsecas obteve um erro menor que 5% para C_{gs} e menor do que 3% para as demais capacitâncias do modelo. A modelagem da fonte de corrente apresentou um erro maior para valores menores de v_{gs} , isso se deve ao fato dessa modelagem ter condições extras que devem ser obedecidas gerando um maior número de equações do que incógnitas e também fazendo com que durante a resolução do problema seus coeficientes busquem uma solução média e consequentemente gerando um erro maior para certos valores de v_{gs} .

4 RESPOSTA NÃO LINEAR DO FET COMO AMPLIFICADOR

A análise da resposta não linear do FET operando como amplificador foi realizada através de simulações do circuito equivalente de grandes sinais da FIGURA 4.1 usando o *software* Qucs. O FET simulado foi o CGH40010.

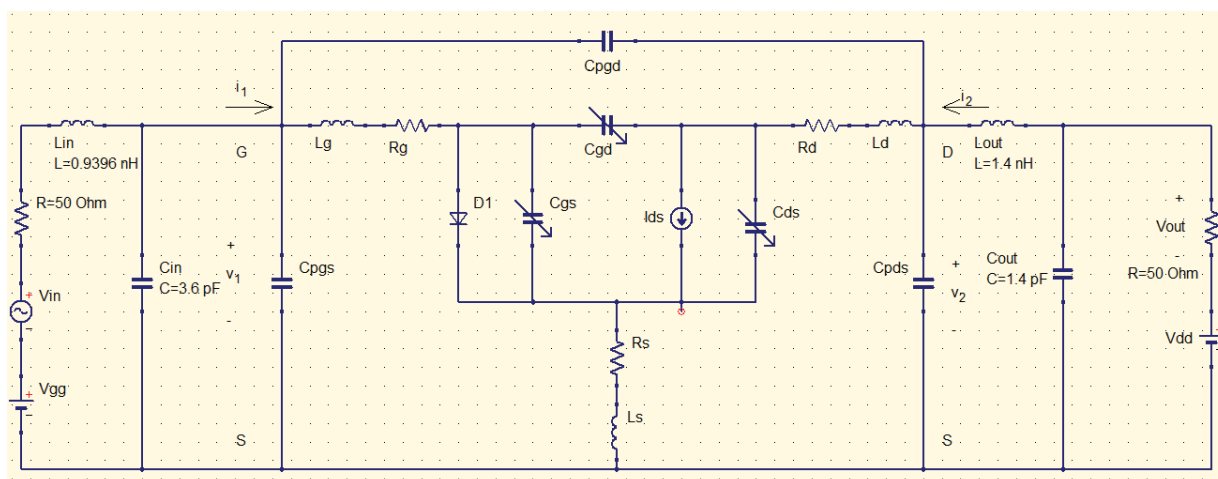


FIGURA 4.1 – Circuito equivalente de grandes sinais do FET simulado no Qucs

FONTE: O AUTOR (2019)

São aplicadas as tensões de ajuste $V_{gg}=-2,515$ V e $V_{dd}=38$ V para garantir o ponto de polarização em $I_{ds}=200$ mA e $V_{ds}=28$ V pois é o fornecido para o casamento de impedância da fonte e carga. A tabela extraída do *datasheet* do fabricante contendo os dados para o casamento de impedância está mostrada na FIGURA 4.2.

Frequency (MHz)	Z Source	Z Load
500	$20.2 + j16.18$	$51.7 + j15.2$
1000	$8.38 + j9.46$	$41.4 + j28.5$
1500	$7.37 + j0$	$28.15 + j29$
2500	$3.19 - j4.76$	$19 + j9.2$
3500	$3.18 - j13.3$	$14.6 + j7.46$

FIGURA 4.2 – Tabela para casamento de impedância da fonte e carga do transistor CGH40010

FONTE: DATASHEET CGH40010 Rev 4.0 (2015)

São escolhidos os dados da tabela da frequência de 3,5 GHz para serem introduzidos na carta de Smith para definição das condições de casamento de impedâncias do lado da entrada e saída do transistor. Essa escolha foi feita pois é a frequência utilizada para a análise de potência no *datasheet*. O casamento das impedâncias nessa frequência ocorre com $L_{in}=0,9396$ pH, $C_{in}=3,6$ pF, $L_{out}=1,4$ nH e $C_{out}=1,4$ pF conforme pode ser visto na FIGURA 4.1.

Para analisar a resposta não linear do FET são aplicados no terminal porta-fonte sinais senoidais (V_{in}) com diferentes amplitudes e frequência de operação de 3,5GHz e são medidos os sinais de saída V_{out} sobre a carga. A potência fornecida ao circuito pode ser calculada por

$$P_{in} = \frac{\left| \frac{V_{in}}{2} \right|^2}{2 \cdot Z_0}, \quad (4.1)$$

e a potência de saída ou dissipada por

$$P_{out} = \left| \frac{V_{out}}{V_{in/2}} \right|^2 \cdot P_{in} \quad (4.2)$$

Onde $Z_0=50$ Ohm.

Os 25 valores das amplitudes das tensões de excitação utilizadas durante a simulações e suas respectivas potências equivalentes estão mostrados no QUADRO 4.1

QUADRO 4.1 – Valores de excitação do sinal de entrada do transistor

Vin (V)	Pin (W)	Pin (dBm)
1,4193	0,00125893	1
1,5924	0,00158489	2
1,7867	0,00199526	3
2,0047	0,00251189	4
2,2494	0,00316228	5
2,5238	0,00398107	6
2,8318	0,00501187	7
3,1773	0,00630957	8
3,5650	0,00794328	9
4,0000	0,01	10
4,4881	0,01258925	11
5,0357	0,01584893	12
5,6502	0,01995262	13
6,3396	0,02511886	14
7,1131	0,03162278	15
7,9810	0,03981072	16

8,9549	0,05011872	17
10,0475	0,06309573	18
11,2735	0,07943282	19
12,6491	0,1	20
14,1925	0,12589254	21
15,9243	0,15848932	22
17,8673	0,19952623	23
20,0475	0,25118864	24
22,4937	0,31622777	25

FONTE: O AUTOR (2019)

As FIGURA 4.3 a 4.5 mostram as potências de saída (dBm) calculadas através da medições da tensão de saída V_{out} em função dos 25 pontos de tensão fornecidos na entrada do circuito. Essas comparações são realizadas através do ganho (dB). As primeiras comparações, da FIGURA 4.3, são entre o modelo de Curtice RF que utiliza os dados extraídos no Capítulo 2 porém com capacitâncias fixas, modelo de Curtice DC utilizando apenas dados do *datasheet* e os próprios dados de potência fornecidos pelo *datasheet*. A FIGURA 4.4 mostra a comparação entre resultados do modelo Curtice RF com capacitâncias fixas e com a capacitância C_{gs} modelada e a FIGURA 4.5 mostra a comparação entre resultados do modelo Curtice RF com capacitâncias fixas e com as capacitâncias C_{gs} e C_{ds} modeladas.

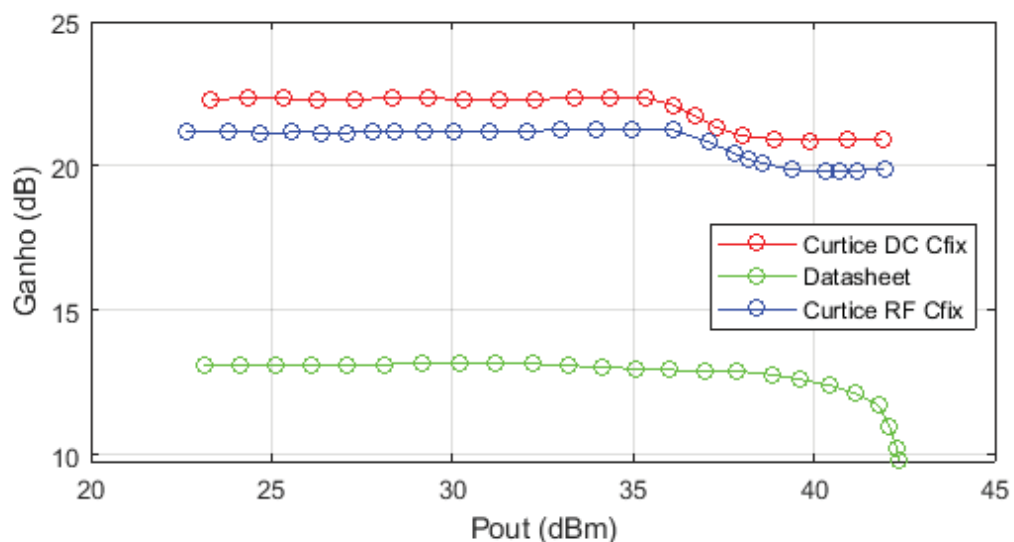


FIGURA 4.3 – Comparação entre resultados dos modelos Curtice DC, RF e *datasheet*

FONTE: O AUTOR (2019)

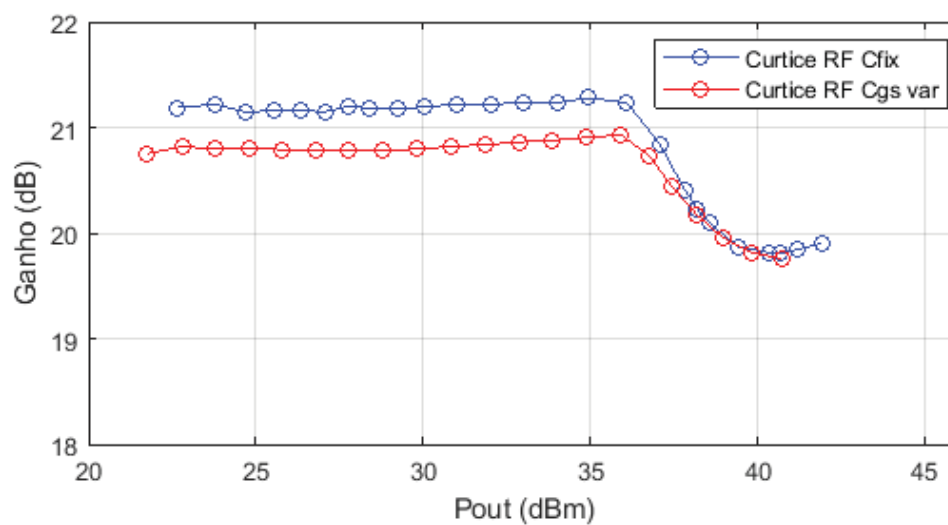


FIGURA 4.4 – Comparação entre resultados do modelo Curtice RF com capacitâncias fixas e com a capacitância C_{gs} modelada

FONTE: O AUTOR (2019)

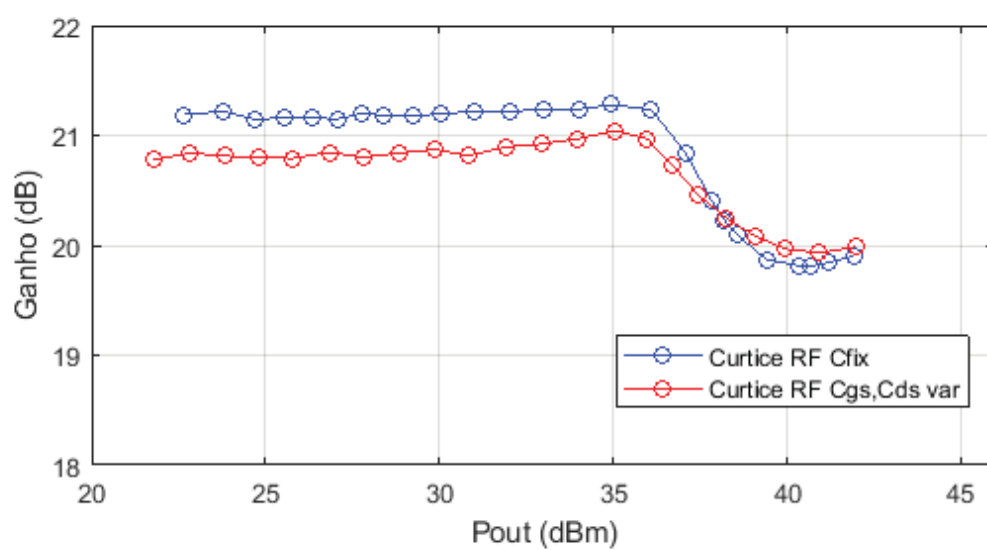


FIGURA 4.5 – Comparação entre resultados do modelo Curtice RF com capacitâncias fixas e com as capacitâncias C_{gs} e C_{ds} modelada

FONTE: O AUTOR (2019)

5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A metodologia aplicada no Capítulo 2 deste trabalho para a determinação dos parâmetros do circuito equivalente do transistor de efeito de campo de radiofrequência através do método dos mínimos quadrados iterativo obteve resultados satisfatórios. Essa conclusão é confirmada pela comparação dos resultados obtidos com os fornecidos pelo fabricante.

A modelagem não linear realizada no Capítulo 3 da fonte de corrente I_{ds} , e das capacitâncias intrínsecas C_{gs} , C_{gd} , e C_{ds} também obtiveram bons resultados quando feita a comparação dos valores modelados com os valores extraídos.

As simulações da resposta não linear do FET no Capítulo 4 mostraram que o modelo proposto neste trabalho, de Curtice RF, apresenta um resultado próximo do modelo de Curtice DC em que são utilizados somente os dados de polarização para a modelagem da fonte de corrente I_{ds} . Porém ambos apresentaram uma discrepância no valor do ganho e também uma tendência de saturação mais acentuada do que o *datasheet* informa em seus dados. Também é possível verificar que existe uma alteração leve na curva de potência quando é realizada a variação das capacitâncias intrínsecas do modelo através da modelagem das mesmas. Não foi possível realizar a modelagem da capacitância C_{gd} devido a erros de convergência que a sua modelagem causa durante as simulações no software Qucs. Esses erros de convergência são devidos a realimentação que a capacitância C_{gd} produz.

A variação leve da curva de potência em função da modelagem das capacitâncias também pode se dar ao fato de o transistor simulado ser de potência e menos sensível a tais variações. Sugere-se para trabalhos futuros a aplicação desta metodologia em outros transistores (de baixo ruído por exemplo) e a verificação da variação da curva do ganho com a modelagem dos elementos intrínsecos do transistor.

REFERÊNCIAS

AGUIRRE, L. A. Introdução à Identificação de Sistemas. Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais. 3ª. Belo Horizonte: UFMG, 2007.

ANHOLT R and SWIRHUN, S. "Equivalent-Circuit Parameter Extraction for Cold GaAs", *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 39, no. 7, July 1991.

ARTUZI, W. A., "Improving the Newmark Time Integration Scheme in Finite Element Time Domain Methods", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 15, no 12, December 2005.

BOYLESTAD R, NASHELSKY L. Dispositivos Eletrônicos e Teoria de circuitos, Pearson Prentice Hall, 8ª edição, 2004.

COSTA D, LIU WU, HARRIS Jr, JAMES S. "Direct Extraction of the AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transis tor Small- Signal Equivalent Circuit". *IEEE - Transactions on Electron Devices*. pp 2018 – 2024, September 1991.

CURTICE WR, ETTEBERG M. "A Nonlinear GaAs FET Model for Use in the Design of Output Circuits for Power Amplifiers" *IEEE Trans. Microwave Theory Tech*, Vol. MTT-33, 1985, p.1383.

DACEY GC, ROSS IM. *The Field Effect Transistor*. Bell System Technical Journal 34, pp 1149-1189, 1955.

DAMBRINE GC, HELIODORE A, PLAYEZ E. "A New Method for Determining the FET Small-Signal Equivalent Circuit". *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*. pp 1151 - 1159, July 1988.

DIAMAND F, LAVIRON M. "Measurement of the extrinsic series elements of a microwave MESFET under zero current conditions". IEEE - 12th European Microwave Conference. pp 451 – 456, 1982.

GARCIA LA, SALAZAR MP, SARKAR TK. "Efficient Electromagnetic Optimization of Microwave Filters and Multiplexers Using Rational Models". *IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques*. pp: 508 – 521, February 2004.

GARCIA LA, SALAZAR MP, SARKAR TK. "Filter Model Generation from Scattering Parameters using the Cauchy Method". *EUMA - European Microwave Conference*. pp 1-4 Setember 2002.

GREBENNIKOV, A. "RF and Microwave transmitter design". Hoboken, New Jersey: WILEY - John Wiley & Sons, Inc., 2011.

KUO C, HOUSHMAND B, ITOH T. “Full-Wave Analysis of Packaged Microwave Circuits with Active and Nonlinear Devices: Na FDTD Approach”, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, no. 5, May 1997.

LAIS FCK, ANGELOV I.” LDMOS Modeling”. *IEEE microwane magazine - Microwave Transistor Modeling*, pp 108 – 116, Jan/Feb 2013.

LOVELACE D, COSTA J, CAMILLERI N. “Extraction Small-Signal Model Parameters of Silicon MOSFET Transistor”. *IEEE - Microwave Theory and Techniques. Microwave Symp. Digest*: pp 865 – 868, May 1994.

LUDWIG R, BRETCHKO P. *Circuit Design. Theory and Applications*. New Jersey: Prentice Hall, Upper Saddle River, 2000.

MARCONDES FD, SOUZA BR, ARTUZI JWA, BONFIM MJC. “A PIN diode model for finite-element time-domain simulations”. *Journal of Microwaves and Optoelectronics*, v. 8, p. 38S-48S, 2009.

MINASIAN, R. A. “Simplified GaAs M.E.S.F.E.T. model to 10 GHz”. *IEEE - Electronics Letters* 1, pp 549 – 551, September 1977.

NYPWIPWY, V. B. “Modelagem de transistores de efeito de campo com extração de parâmetros baseada nos métodos dos mínimos quadrados iterativo e de interpolação bi-cúbica,” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, PR, 2014.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*, 5ª edição, 2010. Editora Prentice Hall – ISBN:978-85-4301-375-6

OOI BL, LEONG MS, KOOI PS. “A Novel Approach for Determining the GaAs MESFET Small-Signal Equivalent-Circuit Elements”. *IEEE Transactions On Microwave Theory And Techniques*. pp 2084 – 2088, December 1997.

OPPENHEIM AV, SCHAFFER RW. “Discrete-Time Signal Processing”. 2ª ed. Upper Saddle River: PRENTICE HALL, 1989.

RODRIGUES, GIOVANI GUIMARÃES. Identificação de Sistemas Dinâmicos Não-Lineares Utilizando Modelos NARMAX Polinomiais - Aplicação a Sistemas Reais; Originalmente Apresentado como Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais. Belo Horizonte: UFMG, 1996.

RUDOLPH, MATTHIAS. FAGER, CHRISTIAN e ROOT, DAVID E. *Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2012.

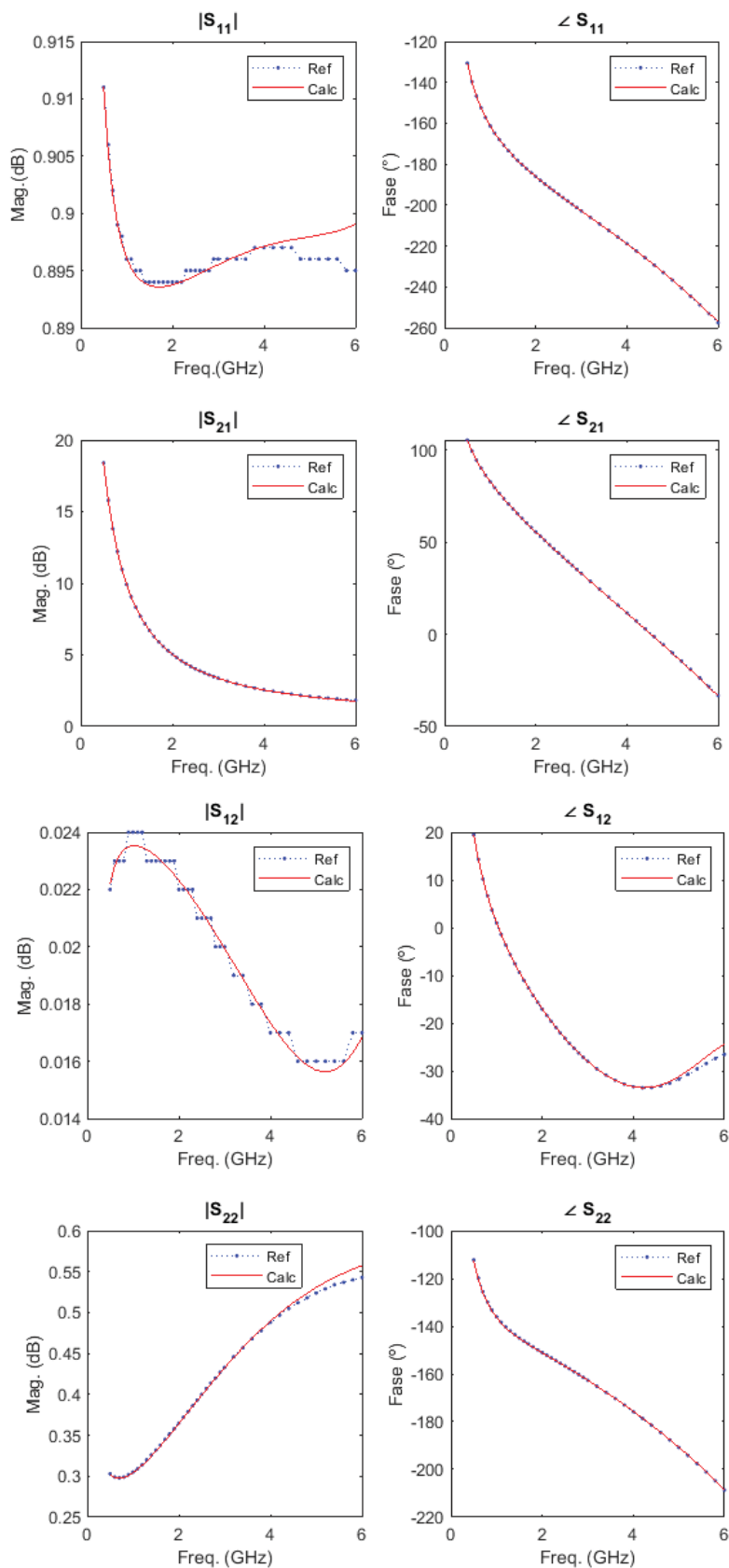
RUDOLPH, MATTHIAS. FAGER, CHRISTIAN e ROOT, DAVID E. *Nonlinear Transistor Model Parameter Extraction Techniques*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2012.

SEDRA A, SMITH K. *Microeletrônica*. Pearson Prentice Hall, 5ª edição, 2007.

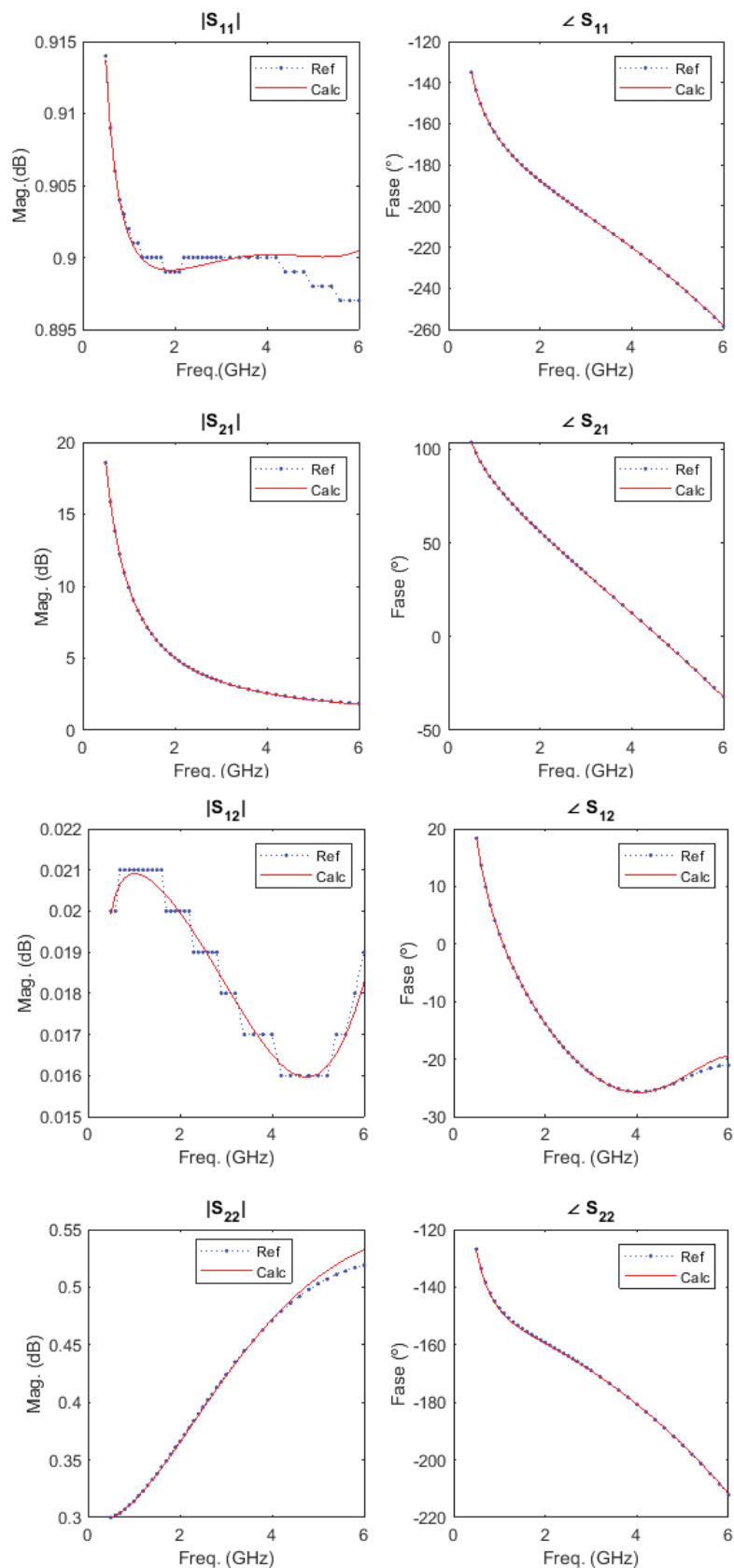
SHIRAKAWA K, OIKAWA H, SHIMURA T, KAWASAKI Y, OHASHI Y, SAITO T, DAIDO YL. *"An Approach to Determining an Equivalent Circuit for HEMT's. IEEE - Transactions on Microwave Theory and Techniques"*. pp 499 – 503, March 1995.

TAFLOVE, A. *"Computational Electrodynamics: The Finite-Difference Time-Domain Method"*. Artech House, Estados Unidos, 1995.

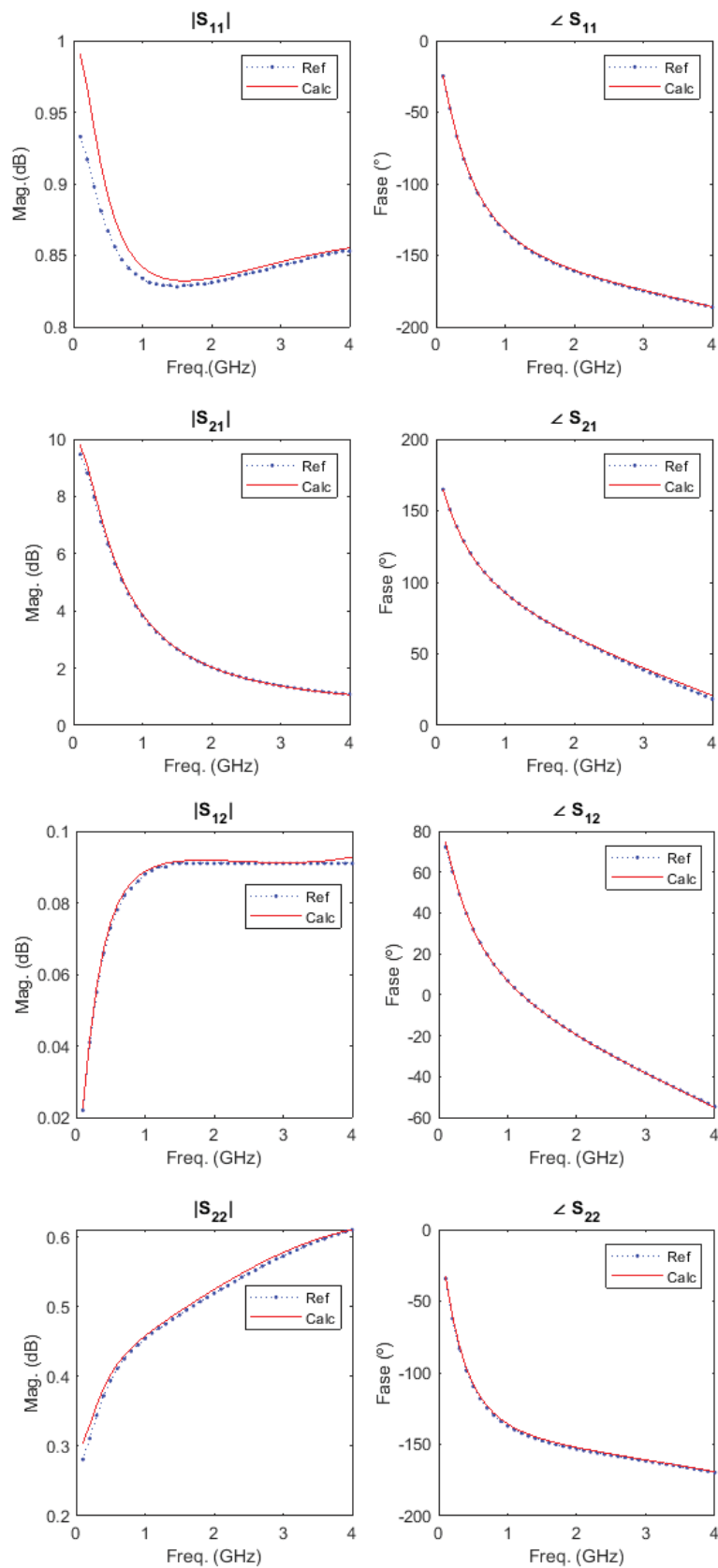
APÊNDICE 1 – COMPARAÇÃO ENTRE PARÂMETROS S CALCULADOS E DE REFERÊNCIA PARA O TRANSISTOR CGH40010 NO PONTO DE POLARIZAÇÃO $I_{ds}=200\text{mA}$ E $V_{ds}=28\text{V}$



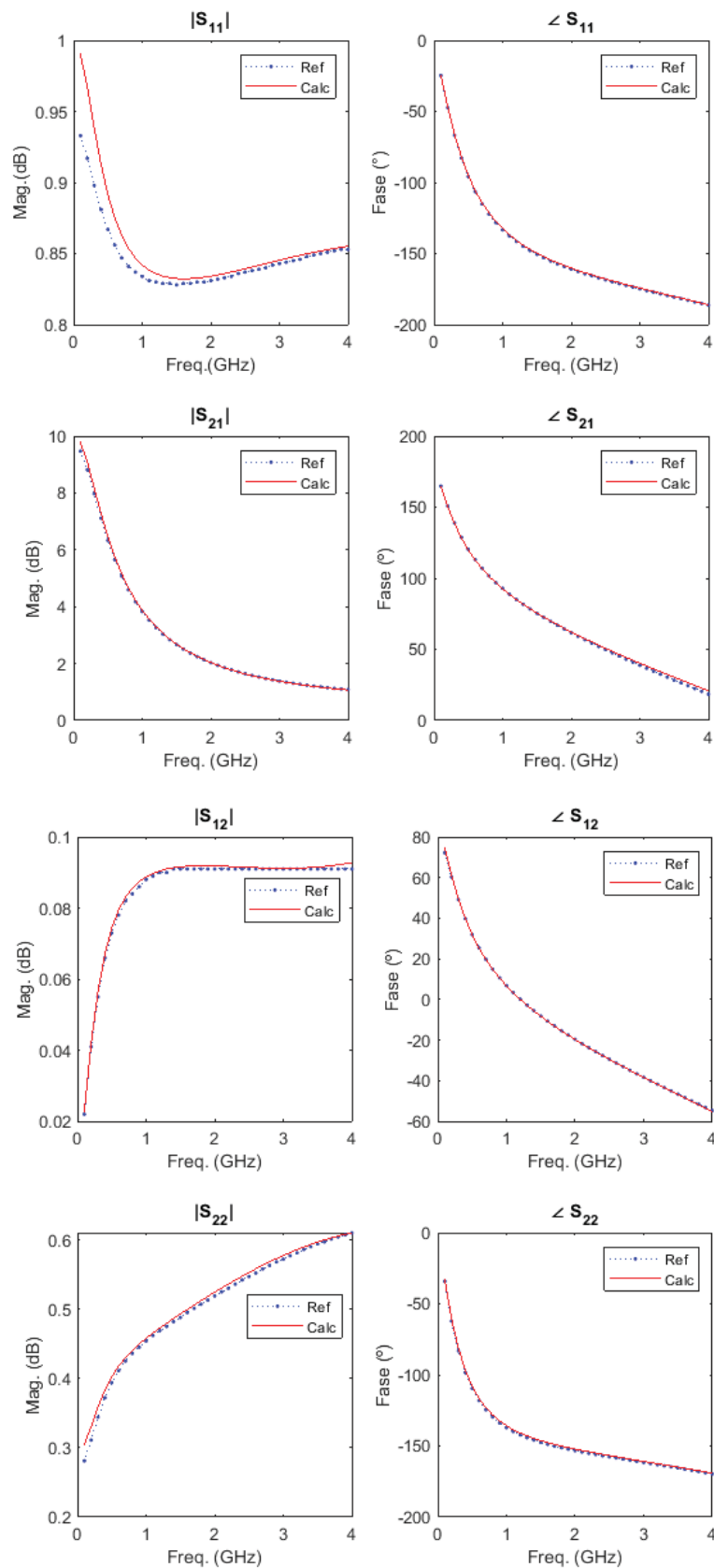
**APÊNDICE 2 – COMPARAÇÃO ENTRE PARÂMETROS S CALCULADOS E
DE REFERÊNCIA PARA O TRANSISTOR CGH40010 NO PONTO DE
POLARIZAÇÃO $I_{ds}=500\text{mA}$ E $V_{ds}=28\text{V}$**



APÊNDICE 3 – COMPARAÇÃO ENTRE PARÂMETROS S CALCULADOS E DE REFERÊNCIA PARA O TRANSISTOR CRF24010 NO PONTO DE POLARIZAÇÃO $I_{ds}=500\text{mA}$ E $V_{ds}=48\text{V}$



**APÊNDICE 4 – COMPARAÇÃO ENTRE PARÂMETROS S CALCULADOS E
DE REFERÊNCIA PARA O TRANSISTOR NE76038 NO PONTO DE
POLARIZAÇÃO $I_{ds}=500\text{mA}$ E $V_{ds}=48\text{V}$**



APÊNDICE 5 – ALGORITMO DE EXTRAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO DE CIRCUITO EQUIVALENTE DO FET

```

%% Programa de extração dos parâmetros do modelo do SSEC - Marcelo Oliveira

% close all

% Parametros S dos pontos de polarização
S11 = S(:,2).*exp(1j*deg2rad(S(:,3)));
S21 = S(:,4).*exp(1j*deg2rad(S(:,5)));
S12 = S(:,6).*exp(1j*deg2rad(S(:,7)));
S22 = S(:,8).*exp(1j*deg2rad(S(:,9)));

converge = [];

sair = 0;

%Variações da inclinação do filtro de Kaiser de 0 a 31
for weight=0:31

    if weight == 31

        weight = find(converge==min(converge(1:31)))-1;

        sair = 1;

    end

    % Calculo dos Parametros de Admitancia a partir dos parametros S dos
    % pontos de polarização

    k = 0;
    Y11 = [];
    Y12 = [];
    Y21 = [];
    Y22 = [];

    for q = 1:N

        DEN = ((1+S11(k*n+1:n*q,1)).*(1+S22(k*n+1:n*q,1)) -
S12(k*n+1:n*q,1).*S21(k*n+1:n*q,1))*50;

        Yc11 = ((1-
S11(k*n+1:n*q,1)).*(1+S22(k*n+1:n*q,1))+S12(k*n+1:n*q,1).*S21(k*n+1:n*q,1))
./DEN;
        Yc21 = -2*S21(k*n+1:n*q,1)./DEN;
        Yc12 = -2*S12(k*n+1:n*q,1)./DEN;
        Yc22 = ((1+S11(k*n+1:n*q,1)).*(1-
S22(k*n+1:n*q,1))+S12(k*n+1:n*q,1).*S21(k*n+1:n*q,1))./DEN;

        Y11 = [Y11;Yc11];
        Y12 = [Y12;Yc12];
        Y21 = [Y21;Yc21];
        Y22 = [Y22;Yc22];

        k = k + 1;
    end
end

```

```

end

% Filtro de Kaiser
lp = (kaiser(2*n,weight));

hp = lp(1:n);      %Filtro passa alta

lp(1:n) = [];      %Filtro passa baixa

s = 2j*pi*f;       % Frequencia complexa

% Minimos Quadrados para Elementos Paralelos

k = 0;
As = [];
Bs = [];

% Calculo das Matrizes As e Bs
for q = 1:N

    sn = diag(hp);

    sn = diag(hp)*[s.^5 s.^4 s.^3 s.^2 s.^1 s.^0]; % Matriz Vr

    A = [diag(Y11(k*n+1:n*q,1))*sn(:,2);
          diag(Y12(k*n+1:n*q,1))*sn(:,2);
          diag(Y22(k*n+1:n*q,1))*sn(:,2) ]; % Matriz A para cada ponto

    As = [As;A]; % Matriz A com todos os pontos de polarização

    B = blkdiag(sn,sn,sn);

    sn(:,1:2)=[]; % Matriz H

    B = [B -[diag(Y11(k*n+1:n*q,1))*sn; diag(Y12(k*n+1:n*q,1))*sn;
            diag(Y22(k*n+1:n*q,1))*sn;]]; % Matriz B para cada ponto

    Bs = blkdiag(Bs,B); % Matriz B com todos os pontos de polarização

    k = k+1;

end

k = 0;
B1 = 0;
B2 = 0;
B3 = 0;

% Forçar somente um b11(5), b12(5) e b22(5) nos pontos de polarização
for q = 1:N

    B1 = B1+B1(:,1+k*22);
    B2 = B2+B1(:,7+k*22);
    B3 = B3+B1(:,13+k*22);

    k = k + 1;

```

```

end

Bs(:,1) = B1;
Bs(:,7) = B2;
Bs(:,13) = B3;

k = N-1;
for q = 1:N-1
Bs(:,13+k*22)= [];
Bs(:,7+k*22)= [];
Bs(:,1+k*22)= [];

k = k-1;

end

% Divisão entre parte real e imaginária para calcular os coeficientes bij
% e torná-los não complexos

Bs = [real(Bs); imag(Bs)];
As = [real(As); imag(As)];

if rank(Bs)-size(Bs,2)<0

    c3 = 0;
    c1 = 0;
    c2 = 0;

else

    c = Bs\As;

    c1 = c(1)+c(7);           % Cpgs
    c2 = c(13)+c(7);          % Cpds
    c3 = -c(7);               % Cpgd

    c1 = c1*(c1>0);
    c2 = c2*(c2>0);
    c3 = c3*(c3>0);

% Retirada da influencia das Capacitancias Paralelas em Y dos pontos de
% polarização

s1 = [];

for q = 1:N

    s1 = [s1;s];

end

Y11 = Y11 - s1.*(c1+c3);
Y22 = Y22 - s1.*(c2+c3);
Y12 = Y12 + s1.*c3;
Y21 = Y21 + s1.*c3;

```

```

end

%Calculo dos parametros de impedancia dos pontos de polarização
Z11 = [];
Z12 = [];
Z21 = [];
Z22 = [];
k = 0;
for q = 1:N

    DEN = Y11(k*n+1:n*q,1).*Y22(k*n+1:n*q,1) -
    Y12(k*n+1:n*q,1).*Y21(k*n+1:n*q,1);

    Zc11 = Y22(k*n+1:n*q,1)./DEN;
    Zc22 = Y11(k*n+1:n*q,1)./DEN;
    Zc12 = -Y12(k*n+1:n*q,1)./DEN;
    Zc21 = -Y21(k*n+1:n*q,1)./DEN;

    Z11 = [Z11;Zc11];
    Z12 = [Z12;Zc12];
    Z21 = [Z21;Zc21];
    Z22 = [Z22;Zc22];

    k = k + 1;

end

%   %Minimos quadrados para elementos intrinsecos e extrinsecos

% Condição inicial
as = [0 0 0 0];      % Armazena a calculado
ds = [0 0 0 0];      % Armazena a de Z21
Cds = [];            % Capacitância dreno fonte
Cgs = [];            % Capacitância Porta fonte
Cm = [];             % Transcapacitância
Cgd = [];            % Capacitância Porta dreno
Gds = [];            % Condutância dreno fonte
Gm = [];             % Transcondutância

sn = diag(lp)*[s.^3 s.^2 s.^1 s.^0]; % Matriz Vr

for p=1:5

    % Construção das matrizes Bs, aas e As para os pontos de polarização
    k = 0;
    As = [];
    Bs = [];
    aas = [];

    for q = 1:N

        A = [diag(Z11(k*n+1:n*q,1))*sn;
              diag(Z12(k*n+1:n*q,1))*sn;
              diag(Z22(k*n+1:n*q,1))*sn];

        A = (A(:,2)+A(:,3)*ds(p,q));

        As = [As;A]; % Matriz A com todos os pontos de polarização
    end
end

```



```

B = blkdiag(sn,sn,sn); % Matriz Vr, Vr, Vr,

B(:, [8 12])=[]; % Matriz Vr,Vrr,Vrr

Bs = blkdiag(Bs,B); % Matriz Vr,Vrr,Vrr para os
% dois pontos de polarização

aa = [ 1 0 0
       ds(p,q) 1 0
       0 ds(p,q) 1]; % M12 ou M22

aa = blkdiag(aa,1,aa,aa); % Matriz M11; M12 e M22

aa = aa*([1 0 1 0 0 0 0 0 0 0
          0 0 0 1 0 1 0 0 0 0
          0 0 0 0 0 0 0 1 0 1
          0 0 0 0 0 0 0 0 0 1
          0 0 1 0 0 0 0 0 0 0
          0 0 0 0 0 1 0 0 0 0
          0 0 0 0 0 0 0 0 1 0
          0 1 1 0 0 0 0 0 0 0
          0 0 0 0 1 1 0 0 0 0
          0 0 0 0 0 0 0 1 1 0]); % Permuta dos parâmetros do vetor c

aas = blkdiag(aas,aa); % aa para os pontos de polarização

k = k + 1;

end

D = Bs*aas; % D para os pontos de polarização

% Forçar os mesmos valores de R e L para os pontos de polarização
k = 0;
D1 = 0;
D2 = 0;
D3 = 0;
D4 = 0;
D5 = 0;
D6 = 0;

for q = 1:N

D1 = D1+D(:,1+k*10);
D2 = D2+D(:,2+k*10);
D3 = D3+D(:,3+k*10);
D4 = D4+D(:,4+k*10);
D5 = D5+D(:,5+k*10);
D6 = D6+D(:,6+k*10);

k = k + 1;

end

D(:,1) = D1;

```

```

D(:,2) = D2;
D(:,3) = D3;
D(:,4) = D4;
D(:,5) = D5;
D(:,6) = D6;

k = N-1;

for q = 1:N-1

    D(:,6+k*10)= [];
    D(:,5+k*10)= [];
    D(:,4+k*10)= [];
    D(:,3+k*10)= [];
    D(:,2+k*10)= [];
    D(:,1+k*10)= [];

    k = k-1;

end

% Calculo dos valores de L e R para dos pontos de polarização
D = [real(D); imag(D)];
As = [real(As); imag(As)];

c = D \ As;

Lg = c(1);
Ld = c(2);
Ls = c(3);
Rg = c(4);
Rd = c(5);
Rs = c(6);

% Matrizes com os valores das capacitâncias

k = 0;

for q = 1:N

    Cds(p,q) = c(7+k*4);
    Cgs(p,q) = c(8+k*4);
    Cgd(p,q) = c(9+k*4);
    Gds(p,q) = c(10+k*4);

    k = k + 1;

end

% Calculo de a utilizando parametro Z21

k = 0;

for q = 1:N

    A = diag(Z21(k*n+1:n*q,1))*sn; % Matriz Z21*Vr

    B = [-A(:,3)+Rs*sn(:,3)+Ls*sn(:,2) sn(:,3) -sn(:,4) ]; % Matriz B

```

```

A = A(:,2)-Rs*sn(:,2)-Ls*sn(:,1);      % Matriz A

B = [real(B); imag(B)];
A = [real(A); imag(A)];

d = (B\A);

Cm(p,q) = d(2);
Gm(p,q) = d(3);

a =
(Gds(p,q)*(Cgs(p,q)+Cgd(p,q))+Cgd(p,q)*Gm(p,q))/(Cgs(p,q)*Cds(p,q)+Cgs(p,q)
*Cgd(p,q)+Cds(p,q)*Cgd(p,q)-Cgd(p,q)*Cm(p,q));

as(p+1,q) = a;
ds(p+1,q) = d(1);

k = k+1;

end

end

%%-----%%-----%%-----

% Desnormalização das capacitâncias/Condutâncias
C = [];
G = [];

for q = 1:N

    Cp = [Cgs(p,q); Cds(p,q); Cgd(p,q);
    Cm(p,q)]/((Cds(p,q)+Cgd(p,q))*(Cgs(p,q)+Cgd(p,q))-Cgd(p,q)*Cm(p,q));

    Gp = [Gds(p,q); Gm(p,q)]/((Cds(p,q)+Cgd(p,q))*(Cgs(p,q)+Cgd(p,q))-
    Cgd(p,q)*Cm(p,q));

    C(:,q) = [Cp];

    G(:,q) = [Gp];

end

% Valores dos parametros calculados dos pontos de polarização
L = c(1:3);

R = c([4 5 6]);

Cext = [c1 c2 c3];

% Calculo de s com os valores dos parametros calculados para os pontos de
% polarização

s11p = zeros(length(s1),1);
s22p = zeros(length(s1),1);
s12p = zeros(length(s1),1);

```

```

s21p = zeros(length(s1),1);
s11 = [];
s12 = [];
s21 = [];
s22 = [];

for q = 1:N

I = eye(2);

O = zeros(2,2);

Li = [ L(1)+L(3)  L(3)
        L(3)      L(2)+L(3) ];

Ci = [ C(1,q)+C(3,q)  -C(3,q)
        -C(4,q)       C(2,q)+C(3,q) ];

Ri = [ R(1)+R(3)      R(3)
        R(3)  R(2)+R(3) ];

Gi = [      0      0
        G(2,q)  G(1,q) ];

E = [ c1+c3  -c3
        -c3  c2+c3 ];

F = [ Li  O
        O  Ci ];

A = - [ Ri  I
        -I  Gi ];

B = [ I
        O ];

CC = [ I O ];

D = [ O ];

for k=1:length(s)

Y = (CC*inv(s(k)*F-A)*B + D + s(k)*E)*50;

S = (eye(2)-Y)/(eye(2)+Y);

s11p(k) = S(1,1);
s22p(k) = S(2,2);
s12p(k) = S(1,2);
s21p(k) = S(2,1);

end

s11 = [s11;s11p];
s21 = [s21;s21p];
s12 = [s12;s12p];
s22 = [s22;s22p];

```

```

end

k = 0;
erro = 0;

for q = 1:N

    % Calculo do erro

    erro = erro + (sum(lp.^2.*abs(S11(k*n+1:n*q,1)-
s11(k*n+1:n*q,1)).^2)/sum(lp.^2.*abs(S11(k*n+1:n*q,1)).^2));
    erro = erro + (sum(lp.^2.*abs(S12(k*n+1:n*q,1)-
s12(k*n+1:n*q,1)).^2)/sum(lp.^2.*abs(S12(k*n+1:n*q,1)).^2));
    erro = erro + (sum(lp.^2.*abs(S21(k*n+1:n*q,1)-
s21(k*n+1:n*q,1)).^2)/sum(lp.^2.*abs(S21(k*n+1:n*q,1)).^2));
    erro = erro + (sum(lp.^2.*abs(S22(k*n+1:n*q,1)-
s22(k*n+1:n*q,1)).^2)/sum(lp.^2.*abs(S22(k*n+1:n*q,1)).^2));

    k = k + 1;

end

erro = sqrt(erro)*100;

if sair

    break

end

converge = [converge erro];

end

%% Valores calculados

L = L'

R = R'

C = C'*1000

G = G'*1000

Cext = Cext*1000

erro

```

APENDICE 6 – ALGORITMO DE MODELAGEM DOS ELEMENTOS NÃO LINEARES DO MODELO

```
%% Programa de modelagem dos elementos não lineares do modelo - Marcelo
Oliveira
```

```
%% Modelagem da capacitância Cgs
```

```
Cgs = C (:,1);
Cgs = Cgs';
Mu = 1;
Fi = -3.9;
Vt = -3;
Cgso = 21.842;
Cgsn = [];

Vgs = sqrt(Ids./1000)./1.49 + Vt
vgs = Vgs - (Ids./1000).*Rs;

for q=1:N

Cgsn(1,q) = Cgso*(1-(vgs(1,q)/Fi))^(1/Mu);

end

erro_cgs = ((Cgs - Cgsn)./Cgs).*100;

figure

subplot(2,4,1)
plot(vgs,Cgs,'b.:',vgs,Cgsn,'r')
title('Cgs (vgs)')
legend('Ref','Calc')
% axis([-2.85 -2.5 6 8.5])
xlabel('vgs (V)');
ylabel('Cgs (pF)');
grid on

subplot(2,4,2)
plot(vgs,erro_cgs)
title('Erro Cgs')
% axis([-2.75 -2.5 6 8])
xlabel('vgs (V)');
ylabel('Erro (%)');
grid on

%% Modelagem da capacitância Cds

Cds = C (:,2);
Cds = Cds';
vds = -Ids.*(Rs + Rd)/1000 + Vds
Fi = -0.5;
Mu = 1;
Cdso = 1.7313e-2;

for q=1:N
```

```
Cdsn(1,q) = Cds*(1-vds(1,q)/Fi)^(1/Mu);
```

```
end
```

```
erro_cds = ((Cds - Cdsn)./Cds).*100;
```

```
subplot(2,4,3)
plot(vds,Cds,'b.:',vds,Cdsn,'r')
title('Cds (vds)')
legend('Ref','Calc')
% axis([-28 -27.7 0.97 0.99])
xlabel('vds (V)');
ylabel('Cds (pF)');
grid on
```

```
subplot(2,4,4)
plot(vds,erro_cds)
title('Erro Cds')
% axis([-2.75 -2.5 6 8])
xlabel('vds (V)');
ylabel('Erro (%)');
grid on
```

```
%% Modelagem da capacitância Cgd
```

```
Cgd = C(:,3);
Cgd = Cgd';
vgd = vgs - vds
Fi = -43;
Mu = 1;
Cgdo = 0.82089;
```

```
for q=1:N
```

```
Cgdn(1,q) = Cgdo*(1-vgd(1,q)/Fi)^(1/Mu);
```

```
end
```

```
erro_cgd = ((Cgd - Cgdn)./Cgd).*100;
```

```
subplot(2,4,5)
plot(vgd,Cgd,'b.:',vgd,Cgdn,'r')
title('Cgd (vgd)')
legend('Ref','Calc')
% axis([25.15 25.25 0.23 0.25])
xlabel('vgd (V)');
ylabel('Cgd (pF)');
grid on
```

```
subplot(2,4,6)
plot(vgd,erro_cgd)
title('Erro Cgd')
% axis([-2.75 -2.5 6 8])
xlabel('vds (V)');
ylabel('Erro (%)');
grid on
```

```
%% Modelagem da capacitância Cm
```

```
Cm = [];
Cm = C(:,4);
Cm = Cm';
Gm = [];
Gm = G(:,2);
Gm = Gm'/1000;
Tau = [];
```

```
for q=1:N
```

```
Tau(1,q) = Cm(1,q)/Gm(1,q);
```

```
end
```

```
Taun = (Cm(1,N)-Cm(1,1))/(Gm(1,N)-Gm(1,1))
```

```
Beta = Cm(1,1) - Gm(1,1)*Taun
```

```
for q=1:N
```

```
Cmn(1,q) = Taun*Gm(1,q) + Beta ;
```

```
end
```

```
subplot(2,4,7)
plot(Gm,Cm,'b.: ',Gm,Cmn,'r')
title('Cm (Gm)')
legend('Ref','Calc')
% axis([25.15 25.25 0.23 0.25])
xlabel('Gm (S)');
ylabel('Cm (pF)');
grid on
```

```
erro_cm = ((Cm - Cmn)./Cm).*100;
```

```
subplot(2,4,8)
plot(Gm,erro_cm)
title('Erro Cm')
% axis([-2.75 -2.5 6 8])
xlabel('Gm (S)');
ylabel('Erro (%)');
grid on
```

```
%% Modelagem de Ids (Vds,Vgs)
```

```
Gdsc = G(:,1)./1000;
Gmc = G(:,2)./1000;
Gdsn = [];
Gmn = [];
Gama = 1;
Lambda = 0.01;
Ag = [];
Agm = [];
```



```

Bg = [];
Bgm = [];
Aids = [];
Vdsn = [];
Vgsn = [];
Idvgs = [];
Idvgsc = [];
Idvds = [];
Idvdsc = [];
Igs = [];
Vt2 = 0;
Vdsn = [0:0.1:5];
Vgsn = [-10:0.01:10];

```

```
% Modelagem de Gm
```

```
for q=1:N
```

```
    Ag = [ 0    1    2*Vgs(q)    3*(Vgs(q))^2 ];
```

```
    Agm = [ Agm ; Ag ];
```

```
    Bg = [ Gmc(q) / ((1+Lambda*Vds(q)) * (tanh(Gama*Vds(q)))) ];
```

```
    Bgm = [ Bgm ; Bg ];
```

```
end
```

```

Agm = [Agm;
       1  Vt  Vt^2  Vt^3
       0  1   2*Vt  3*Vt^2
       0  0   2     6*Vt
       ];

```

```

Bgm = [Bgm;
       0
       0
       0
       ];

```

```
Aids = (Agm\Bgm) ;
```

```

A0 = Aids(1);
A1 = Aids(2);
A2 = Aids(3);
A3 = Aids(4);

```

```
for q=1:N
```

```
    Gmn(q) = (A1 + 2*A2*Vgs(q) + 3*A3*(Vgs(q))^2) * (tanh(Gama*Vds(q))) * (1 + Lambda*Vds(q));
```

```
end
```

```
Gmn = Gmn';
```

```
% Grafico de Gm
```

```

figure
subplot(2,4,1)
plot(Vgs,Gmc,'b.:',Vgs,Gmn,'r')
title('Gm (Vgs)')
legend('Ref','Calc')
% axis([0 40 0 0.3])
xlabel('Vgs (V)');
ylabel('Gm (S)');
grid on

erro_Gm = ((Gmc - Gmn)./Gmc).*100;

subplot(2,4,2)
plot(Vgs,erro_Gm)
title('Erro Gm')
% axis([-2.75 -2.5 6 8])
xlabel('Vgs (V)');
ylabel('Erro (%)');
grid on

% Modelagem de Ids

Ag = [];
Agm = [];
Bg = [];
Bgm = [];
Aids = [];

for q=1:N

    Ag = [ 1  Vgs(q)  (Vgs(q))^2  (Vgs(q))^3 ];

    Agm = [ Agm ; Ag ];

    Bg = [ Ids(q)/1000/((1+Lambda*Vds(q))*(tanh(Gama*Vds(q)))) ] ;

    Bgm = [ Bgm ; Bg ] ;

end

Agm = [Agm;
       1  Vt  Vt^2  Vt^3
       0  1  2*Vt  3*Vt^2
       0  0  2  6*Vt ];

Bgm = [Bgm;
       0
       0
       0 ];

Aids = Agm\Bgm ;

A0c = Aids(1);
A1c = Aids(2);

```

```

A2c = Aids(3);
A3c = Aids(4);

% Grafico de Ids(Vgs)

Iss = 20e-9;
Vtt = 25e-3;
Vn = 0;
Fi = -3.9;
Mu = 1;

for q=1:N

    for k=1:2001

        Idvgs(q,k) = (A0 + A1*Vgsn(k) + A2*(Vgsn(k))^2 +
A3*(Vgsn(k))^3)*(tanh(Gama*Vds(q)))*(1+Lambda*Vds(q))*1000;

        Idvgsc(q,k) = (A0c + A1c*Vgsn(k) + A2c*(Vgsn(k))^2 +
A3c*(Vgsn(k))^3)*(tanh(Gama*Vds(q)))*(1+Lambda*Vds(q))*1000;

        Igs(k) = Iss*(exp(Vgsn(k)/Vtt)-1)*1000;

        Cgsn(k) = Cgso*(1-(Vgsn(k)/Fi))^(1/Mu);

    end

end

% Grafico de Ids(Vds)

for q=1:N

    for k=1:51

        Idvds(q,k) = (A0 + A1*Vgs(q) + A2*(Vgs(q))^2 +
A3*(Vgs(q))^3)*(tanh(Gama*Vdsn(k)))*(1+Lambda*Vdsn(k))*1000;

        Idvdsc(q,k) = (A0c + A1c*Vgs(q) + A2c*(Vgs(q))^2 +
A3c*(Vgs(q))^3)*(tanh(Gama*Vdsn(k)))*(1+Lambda*Vdsn(k))*1000;

    end

end

figure
subplot(1,2,1)
plot(Vgsn,Idvgs(1,:), 'b',Vgsn,Idvgs(2,:), 'r',Vgsn,Idvgs(3,:), 'k',Vgsn,Idvgs
c(1,:), ':b',Vgsn,Idvgsc(2,:), ':r',Vgsn,Idvgsc(3,:), ':k')
title('Ids (Vgs)')
% legend('Ref','Calc')
% axis([-3.5 0 -100 1200])
xlabel('Vgs (V)');
ylabel('Ids (mA)');
grid on

```